Elektronica en Telecommunicatie 2

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.

Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.



621.372.4: 681.327

Digitale filters [1])

door drs. W. J. Lavèn, Afdeling Technische Natuurkunde, T. H. Delft

Summary: *Digital filters.*
A survey is given of the essence and main features of a digital filter. Without explicitly relying on z-transform theory frequency response is treated in terms of poles and zeros, stress thereby having been laid on the analogy between a digital filter and a combfilter. An indication is given of the expected performance of a filter to be built of integrated circuits.

1. Inleiding

Digitale filters komt men in de literatuur vrij veel tegen: akoestici en geologen hadden er al vroeg belangstelling voor, de regeltechniek voor bemonsterde systemen en de verwerking van PCM-signalen maken er gebruik van. Uiteraard is de toepassing ervan gestimuleerd door de mogelijkheden van de digitale rekenmachine.

In dit artikel zal de werkingswijze van een digitaal filter worden uiteengezet en een overzicht worden gegeven van de eigenschappen ervan zoals deze volgen uit een eenvoudige mathematische beschrijving. Het zal blijken dat er een vrij sterke verwantschap bestaat met de klassieke filters. Daarna zal nog kort worden ingegaan op de technische realisering van een digitaal filter ten behoeve van onderwijsdoeleinden.

2. Werkingswijze van een digitaal filter

In eerste instantie kan een digitaal filter worden gezien als een 'special purpose computer'. Het signaal dient bijgevolg in digitale vorm te worden aangeboden. Daartoe wordt een eventueel continu signaal eerst bemonsterd (in fig. 1 schematisch voorgesteld door de schakelaar S), vervolgens gemeten in een analoog-digitaal omzetter A/D en tenslotte vastgelegd in een code, bijv. de gewone binaire code.

Het aantal bits wordt overeenkomstig de gewenste fijnheid van kwantiseren gekozen; in de figuur is een weergave in 6 bits $(b_0, \ldots, b_5)$ voorgesteld. Het verschil tussen analoge en gekwantiseerde waarde van de signaalamplitude kan als een op het signaal gesuperponeerde zgn. kwantiseringsruis worden beschreven.

Gemakshalve veronderstellen we dat de (elektronische) schakelaar S zeer kortstondig sluit met tijdsintervallen T, zodat a.h.w. de amplitude van het signaal op tijdstippen kT ($k = 0, 1, 2, \ldots$) wordt doorgelaten. Tevens stellen we ons voor dat de 6 bits parallel verder worden verwerkt, d.i. we zien af van verwerking in serie; eveneens laten we andere vormen van omzetting, bijv. delta-modulatie, buiten beschouwing.

De 6 bits worden nu aan het eigenlijke digitale filter aangeboden. Dit bevat een schuifregister, bestaande uit $(m + 1)$ geheugenregels, elk voor 6 bits. Op het commando van de klokpuls p worden alle inhouden één plaats naar rechts doorgeschoven. Kiezen we het tijdsinterval tussen twee klokpulsen gelijk aan T, dan zal duidelijk zijn, dat de $(m + 1)$ geheugenregels juist de laatst bemonsterde en de m daaraan voorafgaande amplitudewaarden herbergen.

De feitelijke werking van het digitale filter is nu deze, dat steeds een lineaire combinatie wordt gemaakt van de in de geheugens aanwezige waarden. Gemakshalve veronderstellen we een oneindig fijne kwantisering. Een ingangssignaal $x(t)$ wordt in dit geval als een bemonsterd signaal $x(kT)$ aan de ingang van het digitale filter aangeboden. Aan de uitgang verschijnt dan mettertijd een rij y-waarden volgens:

$$y(kT) = x(kT) + a_1\, x(kT-T) + \ldots + a_m\, x(kT-mT)$$

te lezen als: de afgeleverde y-waarde is een gewogen gemiddelde van de laatst binnengekomen bemonsterde x-waarde èn de m daarvoor binnengekomen bemonsteringen. Het is niet essentieel dat de gewichtsfactor van $x(kT)$ gelijk één is genomen; verder zijn de a-waarden willekeurig (reëel) te kiezen. Voorlopig beschouwen we het uitgangssignaal als te bestaan uit een rij getallen. Pas later komt de omzetting in een analoge waarde aan de orde.

Aan de hand van een voorbeeld zullen we de werking toelichten. We kiezen $m = 4$ en als gewichten 1, 1, 0, -1 en -1. In fig. 2 is voor een aantal sinusvormige ingangssignalen x

[1]) Voordracht gehouden voor het NERG tijdens de 197e werkvergadering te Delft.
Manuscript ontvangen 24 oktober 1968.

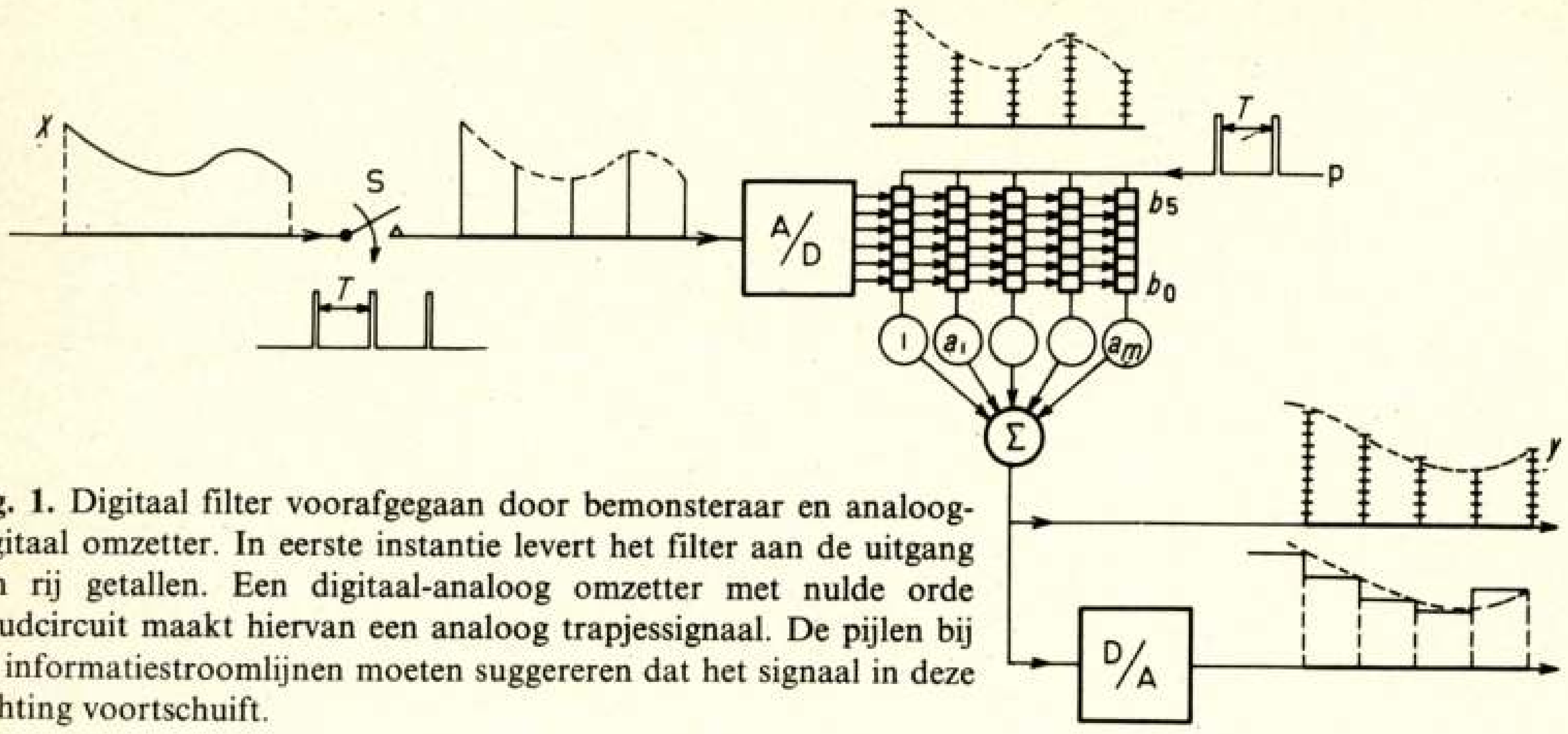


Fig. 1. Digitaal filter voorafgegaan door bemonsteraar en analoog-digitaal omzetter. In eerste instantie levert het filter aan de uitgang een rij getallen. Een digitaal-analoog omzetter met nulde orde houdcircuit maakt hiervan een analoog trapjessignaal. De pijlen bij de informatiestroomlijnen moeten suggereren dat het signaal in deze richting voortschuift.

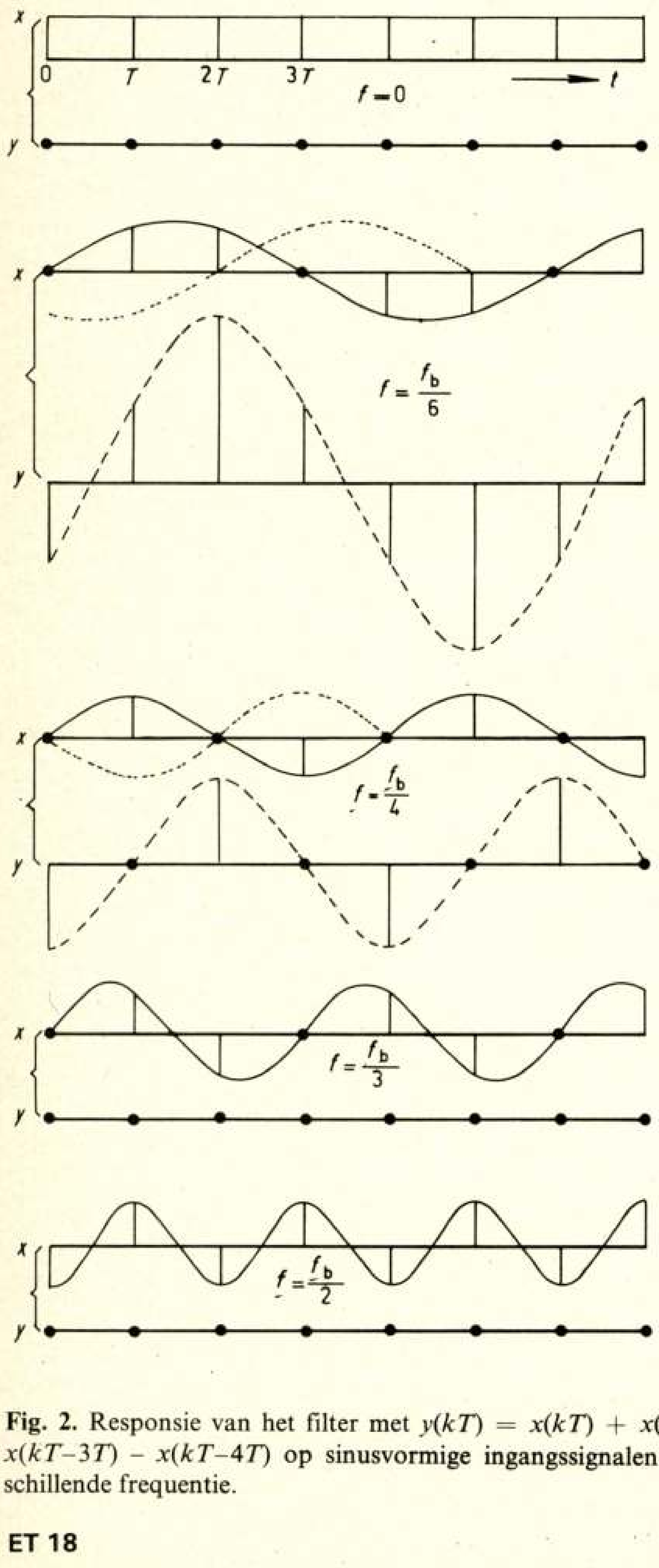


Fig. 2. Responsie van het filter met $y(kT) = x(kT) + x(kT-T) - x(kT-3T) - x(kT-4T)$ op sinusvormige ingangssignalen met verschillende frequentie.

met verschillende frequenties f de responsie van het filter geconstrueerd. We zien dat de frequenties 0, $f_b/3$ en $f_b/2$ volledig worden uitgedoofd (f_b is de bemonsteringsfrequentie $= 1/T$).

De gestippelde x-signalen stellen een over $2T$ (de helft van de maximale vertraging) verschoven sinus voor. Vergelijken we het corresponderende y-signaal hiermee, dan blijkt het gekozen filter de bijzondere eigenschap te vertonen dat, op deze vaste tijdsvertraging na, de uitgang voor alle frequenties 90° in fase is verschoven t.o.v. de ingang.

Dit filter is een voorbeeld van een hele klasse van digitale filters met de eigenschap dat (afgezien van een constante tijdsvertraging) alle frequenties in een hele band over exact 90° worden gedraaid. Deze klasse wordt gekenmerkt door de voorwaarde dat de gewichtsfactoren een asymmetrisch-gespiegeld verloop vertonen, dus 1, a_1, ..., a_l, (o), $-a_l$, ..., $-a_1$, -1. Door een geschikte keuze van l en de a-waarde is dan verder elk gewenst amplitudeverloop te benaderen.

3. Verband tussen digitaal filter en kamfilter

Bij het hiervoor gegeven voorbeeld is gesuggereerd dat de omhullende van de uitgangswaarden opnieuw een sinusvormig signaal is. Dat dit inderdaad zo is zal blijken door het verband te laten zien dat er bestaat tussen een digitaal filter en een kamfilter.

In fig. 3 zien we een vertragingslijn die op zodanige punten wordt afgetakt, dat de looptijd ertussen juist T bedraagt. De gewichtsfactoren a zijn dezelfde als die van fig. 1. Voeren we nog een schakelaar S_1 in overeenkomstig S uit fig. 1, dan verschijnen aan de uitgang van de sommator dezelfde waarden als bij het digitale filter, zij het nu in analoge vorm in tegenstelling tot de gekwantiseerde waarden bij het digitale filter. In plaats van S_1 kunnen we echter ook een S_2 aanbrengen ná de sommator en krijgen dan hetzelfde resultaat. Hieruit volgt dat de door het digitale filter geleverde waarden kunnen worden opgevat als bemonsteringen van een analoog signaal, zoals dat door het overeenkomstige kamfilter zou worden geproduceerd, of nog eens anders gezegd: de omhullende van de door het digitale filter afgeleverde waarden heeft dezelfde gedaante als het signaal dat aan de uitgang van het overeenkomstige kamfilter zou verschijnen. Het voordeel van een digitaal filter boven een kamfilter is gelegen in het feit, dat het schuifregister als een ideale vertragingslijn werkt, d.w.z. dat een signaal onvervormd wordt bewaard (er is geen dispersie).

4. Frequentieresponsie

In eerste instantie interesseren we ons voor het verband tussen het aangeboden sinusvormige analoge signaal (vóór S) en de omhullende van de discrete uitgangswaarden. Volgens het voorgaande is dit juist de frequentieresponsie van het overeenkomstige kamfilter. Volledigheidshalve leiden we de laatste daarom nog eens af.

Het is zinvol een dimensieloze tijd τ in te voeren volgens $t = \tau T$. De waarde van het ingangssignaal op de respectieve aftakpunten van de vertragingslijn stellen we voor door $x_0, x_{-1}, \ldots, x_{-m}$, zodat de index tevens in τ-maat de tijdsvertraging t.o.v. de binnenkomende x_0 aangeeft. Voor x_0 nemen we het harmonische signaal $Xe^{j\omega t}$ met complexe amplitude X en hoekfrequentie ω. Voeren we nog een dimensieloze hoekfrequentie Ω in volgens $\Omega = \omega T$ dan is

$$x_o = Xe^{j\omega t} = Xe^{j\Omega\tau}$$

Ω is blijkbaar het faseverschil dat voor de frequentie ω tussen twee opeenvolgende aftakpunten zal optreden.

$$y = x_0 + a_1 x_{-1} + \ldots + a_m x_{-m}$$
$$= Xe^{j\Omega\tau} + a_1 Xe^{j\Omega(\tau-1)} + \ldots + a_m Xe^{j\Omega(\tau-m)}$$

Schrijven we y als $Ye^{j\Omega\tau}$ dan volgt

$$Y = X(1 + a_1 e^{-j\Omega} + \ldots + a_m e^{-jm\Omega})$$

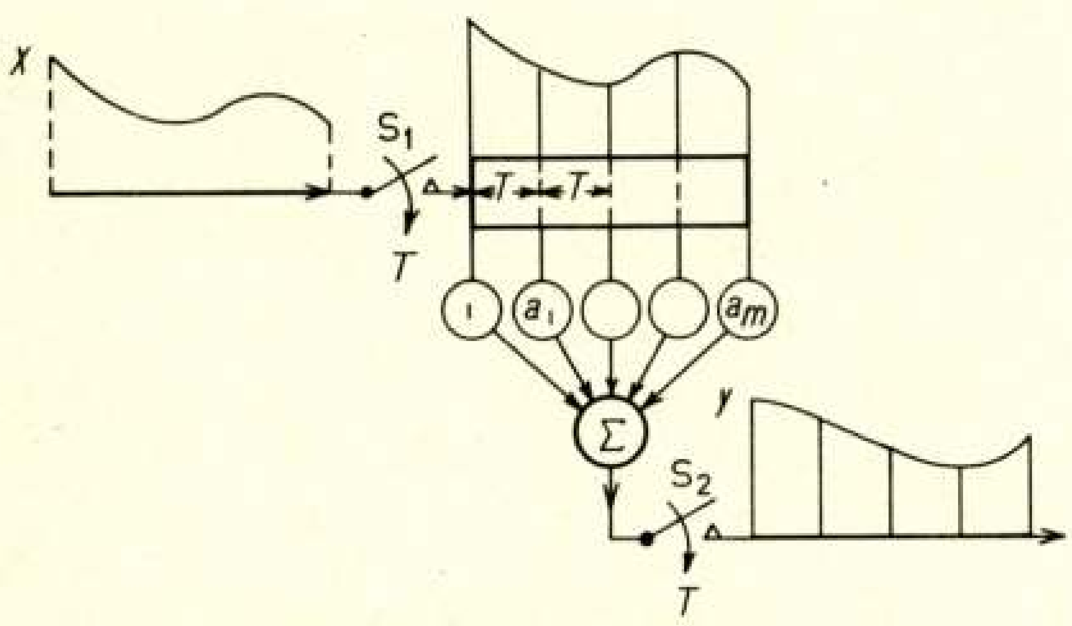


Fig. 3. Een bemonsterd kamfilter is gelijkwaardig met een digitaal filter.

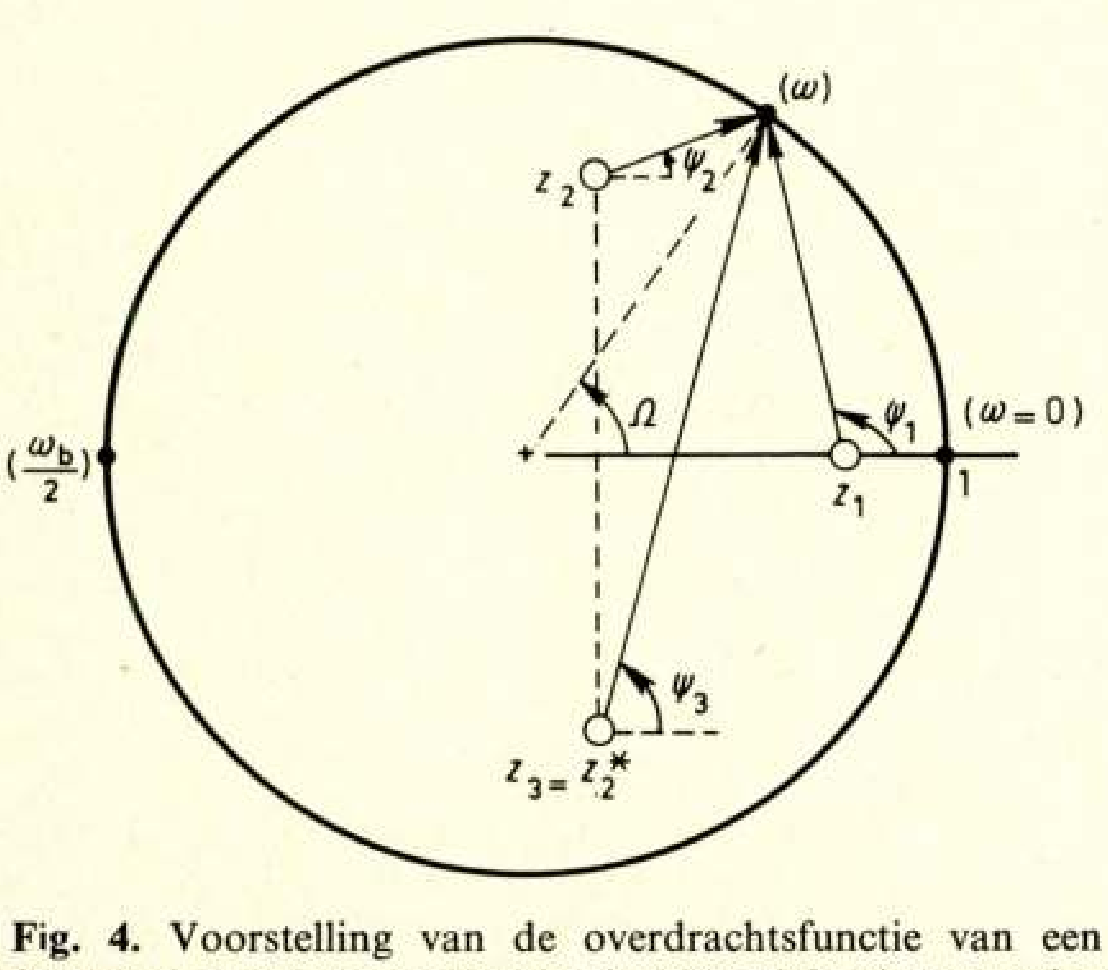


Fig. 4. Voorstelling van de overdrachtsfunctie van een digitaal filter d.m.v. nulpunten en polen in het z-vlak. Sinusvormige ingangssignalen worden aangegeven door punten langs de omtrek van de eenheidscirkel met argument $\Omega = \omega T$.

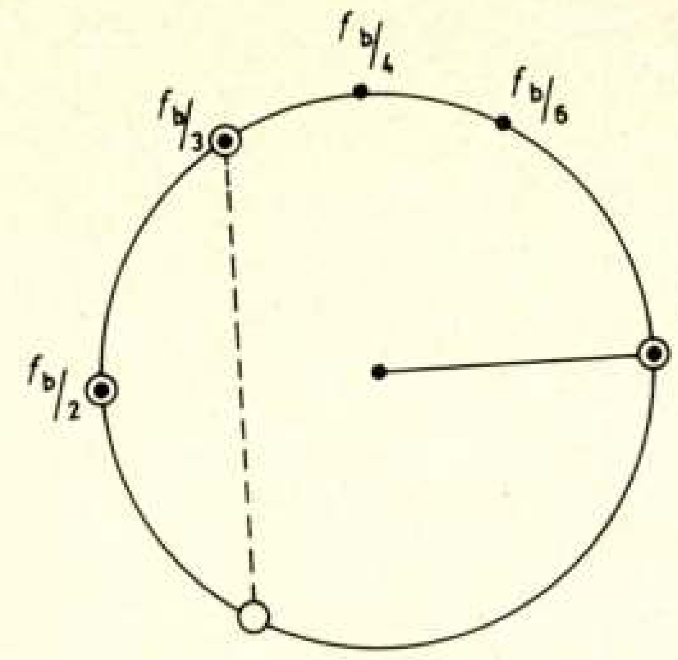


Fig. 5. Nulpunten van de overdrachtsfunctie van het filter uit fig. 2.

Het gedeelte tussen haakjes noemen we de overdrachtsfunctie $H(j\Omega)$ van het kamfilter. Het is een complexe grootheid die aangeeft de amplitudeversterking alsmede de fasedraaiing, en wel in afhankelijkheid van de frequentie.

Een goed inzicht in de eigenschappen van het kamfilter wordt verkregen door een beschrijving van H in termen van polen en nulpunten. Daartoe wordt tijdelijk een hulpvariabele z ingevoerd volgens $z = e^{j\Omega}$

$$H = 1 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_m z^{-m}$$
$$= z^{-m}(z^m + a_1 z^{m-1} + \ldots + a_m)$$

Ontbinding van het polynoom in basisfactoren levert dan

$$H = z^{-m}(z-z_1)(z-z_2)\ldots(z-z_m)$$

waarin de z_i de nulpunten van het polynoom voorstellen, zoals ze ondubbelzinnig bepaald worden door de a-waarden. Ook omgekeerd zullen uitgaande van gekozen z_i de a-waarden berekend kunnen worden. Opgemerkt worde dat de z_i òf reëel òf paarsgewijze toegevoegd complex zijn, omdat de a-waarden per definitie reëel waren.

In fig. 4 zijn in het complexe z-vlak van de m nulpunten een drietal getekend, evenals het punt $z = e^{j\Omega}$ (ligt op de eenheidscirkel). De factoren $z - z_i$ worden meetkundig voorgesteld als vectoren van z_i naar z, zodat de amplitudeversterking $|H|$ blijkbaar gelijk is aan het produkt van de lengten van deze vectoren, terwijl de fasevoorijling van y t.o.v. x wordt gevonden als $\psi_1 + \psi_2 + \ldots + \psi_m - m\Omega$. De laatste term resulteert uit het feit dat in de oorsprong overeenkomstig de factor z^{-m} in H nog een m-voudige pool gedacht moet worden. Aangezien $\Omega = \omega T$ komen de punten $e^{j\Omega}$ die de verschillende frequenties representeren volgens een lineaire schaal langs de omtrek van de eenheidscirkel te liggen. Voor het punt -1 is $\Omega = \pi$, corresponderend met een $\omega = \pi/2 = \omega_b/2$, d.i. de halve bemonsteringsfrequentie.

Het gevondene wordt toegelicht aan het voorbeeld van fig.2. In dit geval is

$$H(z) = 1 + z^{-1} - z^{-3} - z^{-4}$$
$$= z^{-4}(z^4 + z^3 - z - 1)$$
$$= z^{-4}(z^2 - 1)(z^2 + z + 1)$$
$$= z^{-4}(z-1)(z+1)\{z - (-\tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2}\sqrt{3})\}\{z - (-\tfrac{1}{2} - \tfrac{1}{2}\sqrt{3})\}$$

In fig. 5 vindt men de nulpunten aangegeven, alsmede de beschouwde frequenties. Men controlere zelf de gevonden amplitude en fasebetrekkingen door de respectieve vectoren in te tekenen.

Uit de meetkundige beschrijving blijkt ten duidelijkste dat de overdrachtsfunctie periodiek is met een periode ω_b. Voor een digitaal filter wordt dit periodieke karakter helemaal duidelijk

aan de hand van fig. 6. Hierin zien we hoe het digitale filter ten gevolge van de bemonstering geen verschil kan zien tussen harmonische signalen met frequenties ω, $\omega_b - \omega$, $\omega_b + \omega$, $2\omega_b - \omega$ enz; het bemonsteren functioneert als een frequentietransformator, zodat een band $B(\omega) + n\omega_b$ verschoven wordt naar $B(\omega)$. Dit verschijnsel hangt ten nauwste samen met een bemonsteringstheorema van Shannon; het bemonsterde signaal bevat alleen dan dezelfde informatie-inhoud als het oorspronkelijke signaal indien de bandbreedte ervan kleiner is dan de halve bemonsteringsfrequentie.

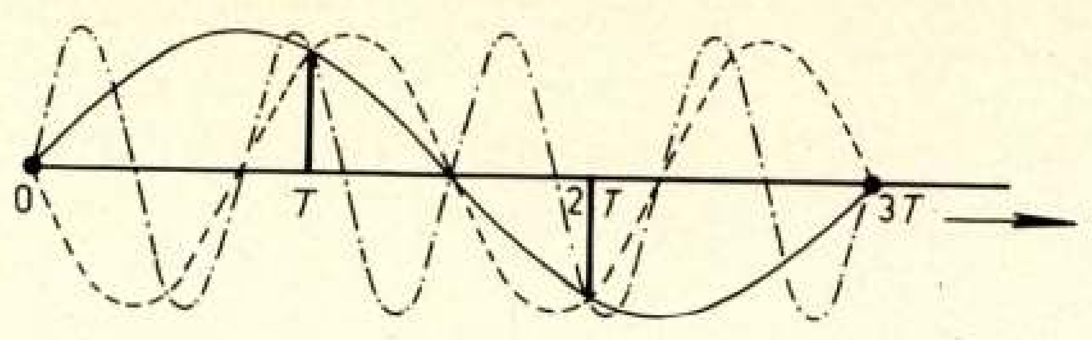


Fig. 6. Door het bemonsteren worden sinusvormige signalen met frequenties $n\omega_b \pm \omega$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) als eenzelfde signaal waargenomen. In de figuur is ω gelijk aan $1/3\ \omega_b$ gekozen.

5. Recursief digitaal filter

De volledige gelijkwaardigheid van een digitaal filter met een analoog filter wordt verkregen door een terugkoppeling aan te brengen. Deze wordt verwezenlijkt door zoals in fig. 7 is aangegeven de digitale uitgangswaarden eveneens in een schuifregister te vertragen en aan de sommator toe te voeren. Aldus wordt het definitieve uitgangssignaal

$$y_0 = -b_1y_{-1} - \dots -b_ny_{-n} + x_0 + ax_{-1} + \dots + a_mx_{-m}$$

in woorden: het digitale filter produceert een lineaire combinatie van de laatste $m+1$ binnengekomen x-waarden èn de n voorlaatste y-waarden. Zie fig. 8.

Hiervoor geldt: $y_0 = x_0 + y_{-1} - \frac{1}{2} \cdot y_{-2}$. We zouden weer de responsie op een aantal frequenties kunnen construeren, maar krijgen dan een vrij uitvoerige berekening, omdat op de stationaire oplossing nu een overgangsverschijnsel is gesuperponeerd. Daarom bekijken we dit laatste apart door de pulsresponsie na te gaan. Bij bemonsterde signalen wordt een impuls eenvoudig voorgesteld door een eenheidsamplitude (zie fig. 7). Als beginvoorwaarden kunnen we de beide geheugens vullen met een nul ($y_{-2} = y_{-1} = 0$). Dan wordt met gebruikmaking van een iets gewijzigde notatie, waarin ditmaal $y(kT)$ als y_k wordt geschreven:

$$y_0 = x_0 + y_{-1} - \tfrac{1}{2} \cdot y_{-2} = 1 + 0 + 0 = 1$$

$$y_1 = x_1 + y_0 \quad - \tfrac{1}{2} \cdot y_{-1} = 0 + 1 + 0 = 1$$

$$y_2 = x_2 + y_1 \quad - \tfrac{1}{2} \cdot y_0 \quad = 0 + 1 - \tfrac{1}{2} = \tfrac{1}{2}$$

De omhullende van y_k blijkt een gedempte sinus overeenkomstig de pulsresponsie van een analoog filter van de 2e orde. Algemeen geldt dat de pulsresponsie van een n^e orde digitaal filter dezelfde vorm heeft als die van een n^e orde analoog filter.

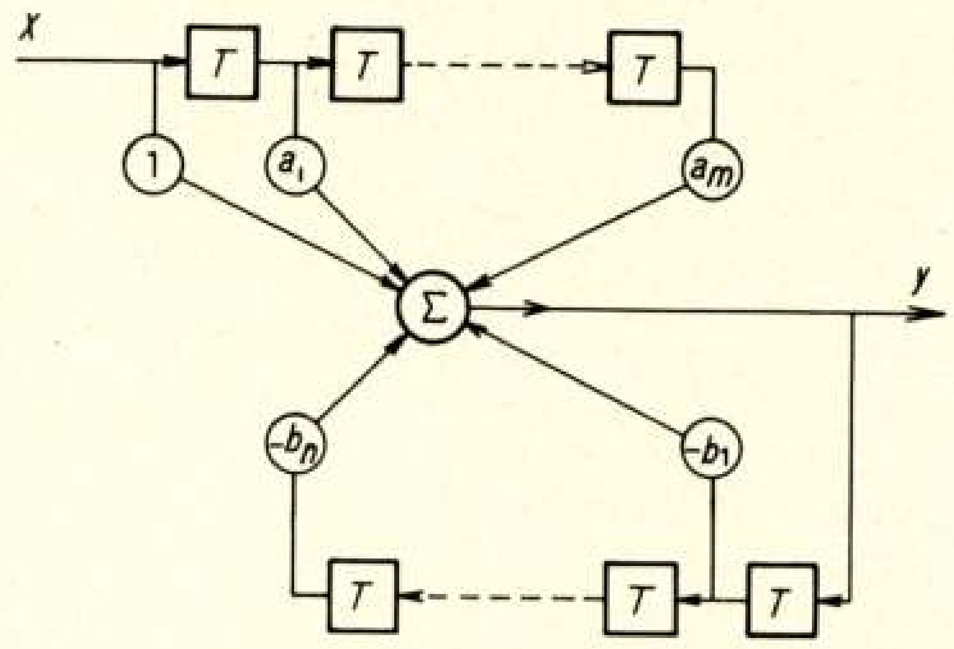


Fig. 7. Schema van een recursief digitaal filter.

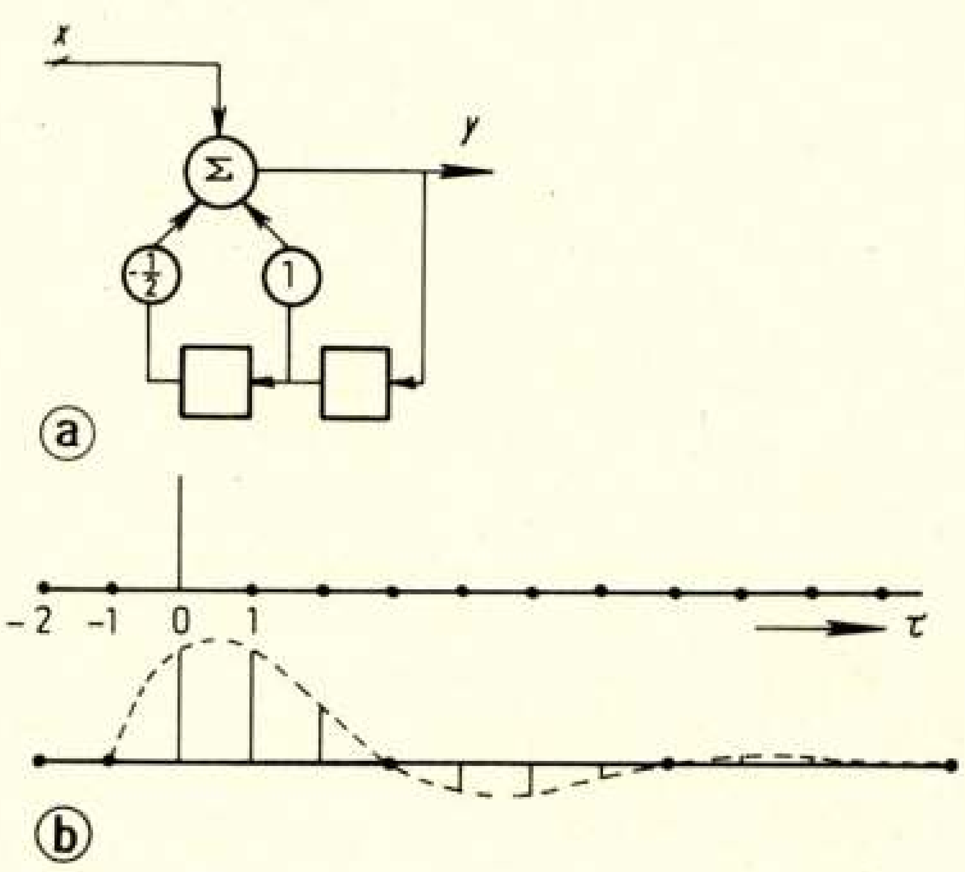


Fig. 8. a. Schema voor het filter met $y(kT) = x(kT) + y(kT-T) - \frac{1}{2}y(kT-2T)$

b. Pulsresponsie van het filter.

6. Frequentieresponsie van recursief digitaal filter

Herschrijven we de definiërende betrekking als

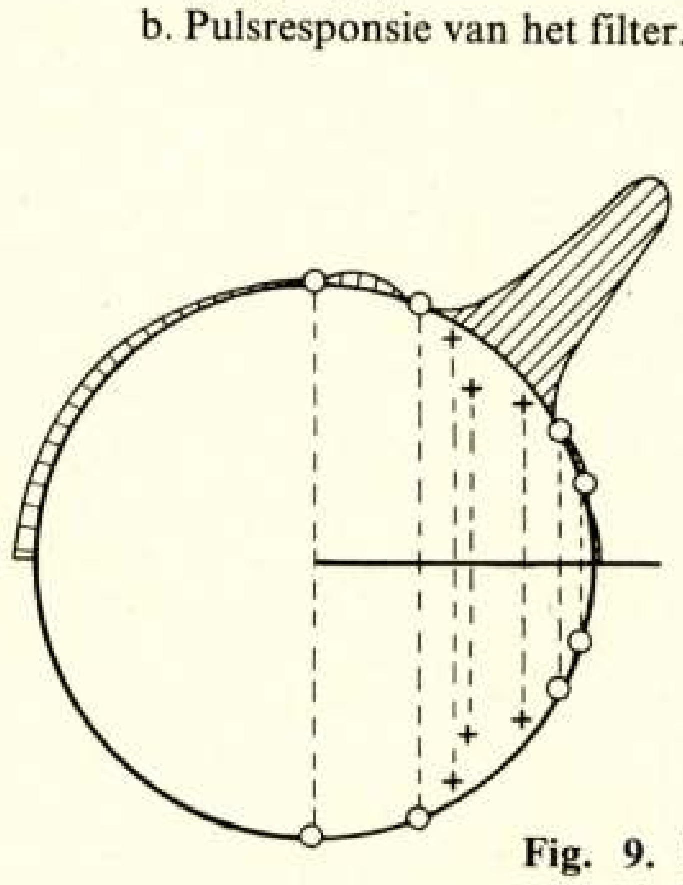
$$y_0 + b_1y_{-1} + \dots + b_ny_n = x_0 + a_1x_{-1} + \dots + a_mx_{-m}$$

dan ontstaat een symmetrische vorm. De substituties $x = Xe^{j\Omega\tau}$, $y = Ye^{j\Omega\tau}$ en $z = e^{j\Omega}$ leiden dan tot

$$H = \frac{Y}{X} = \frac{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_mz^{-m}}{1 + b_1z^{-1} + \dots + b_nz^{-n}}$$

$$= \frac{z^n\,(z - z_1)\dots\dots(z - z_m)}{z^m\,(z - p_1)\dots\dots(z - p_n)}$$

waarin p_i de nulpunten van de noemer voorstellen en de polen van de overdrachtsfunctie worden genoemd. Hieruit zien we


Fig. 9. Schematische voorstelling hoe door het plaatsen van nulpunten (o) en polen (+) een bepaalde doorlaatkarakteristiek kan worden gerealiseerd; nulpunten verzwakken naburige frequenties, polen versterken ze juist.

dat de amplitudeversterking omgekeerd evenredig is met de lengte van de vectoren van de polen naar het punt z.

In fig. 9 is schematisch een configuratie van nulpunten en polen aangegeven ter realisering van een bandfilter. Door de polen dicht bij de eenheidscirkel te kiezen kan een zeer hoge versterking (Q-waarde) worden bereikt.

Volstaan wordt met de opmerking dat voor een stabiel filter de polen binnen de eenheidscirkel dienen te liggen en voor een minimumfasesysteem eveneens de nulpunten: het binnengebied van de eenheidscirkel in het z-vlak komt a.h.w. overeen met het linker p-halfvlak bij het analoge filter.

Verder zal het duidelijk zijn dat door geschikte keuze van polen en nulpunten filters zijn te maken met het karakter van Butterworth, Chebyshew, Lerner filters e.d.

Tenslotte zij vermeld dat het kwadraat van de modulus van de overdrachtsfunctie steeds geschreven kan worden in de vorm

$$|H|^2 = \frac{c_0 \cos m\Omega + \ldots + c_{m-1} \cos\Omega + c_m}{d_0 \cos n\Omega + \ldots + d_{n-1} \cos\Omega + d_n}$$

$$= \frac{e_0 \cos^m \Omega + \ldots + e_{m-1} \cos\Omega + e_m}{f_0 \cos^n \Omega + \ldots + f_{n-1} \cos\Omega + f_n}$$

en dat omgekeerd èlke vorm van deze gedaante mits definief positief gerealiseerd kan worden als een stabiel digitaal filter.

7. Programmeringen

Qua werking dient een digitaal filter als een actief filter te worden beschouwd; een geleverde waarde wordt niet 'verzwakt' door verdere berekening in een volgend digitaal filter. Schrijven we daarom de algemene overdrachtsfunctie als produkt van twee filters waarvan het eerste (met uitgangsgrootheid U) de polen en het tweede de nulpunten bevat:

$$\frac{U}{X} = \frac{1}{1 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_n z^{-n}}$$

$$\frac{Y}{U} = 1 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_m z^{-m}$$

dan levert fig. 10a het schema, hetwelk gereduceerd kan worden tot dat van fig. 10b, aldus resulterend in een reductie van het benodigde aantal geheugens. Een overeenkomstig recursief kamfilter zou er uitzien als aangegeven in fig. 10c.

Een andere mogelijkheid is een programmering waarbij het filter gesplitst wordt in een aantal basisfilters van 1e en 2e orde in cascade.

$$\frac{Y}{X} = \frac{1 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}} \cdot \text{ (overige 1e orde factoren)}$$

$$\cdot \frac{1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}} \cdot \text{ (overige 2e orde factoren)}$$

Polen en nulpunten kunnen dan volledig onafhankelijk van elkaar worden ingesteld (resp. gevarieerd) door de desbetreffende coëfficiënten te wijzigen. Voor het derdejaarspracticum voor N3 is deze programmering gekozen.

Tenslotte bestaat er de mogelijkheid tot parallel programmering om een filter door een pool-residu voorstelling te karakteriseren.

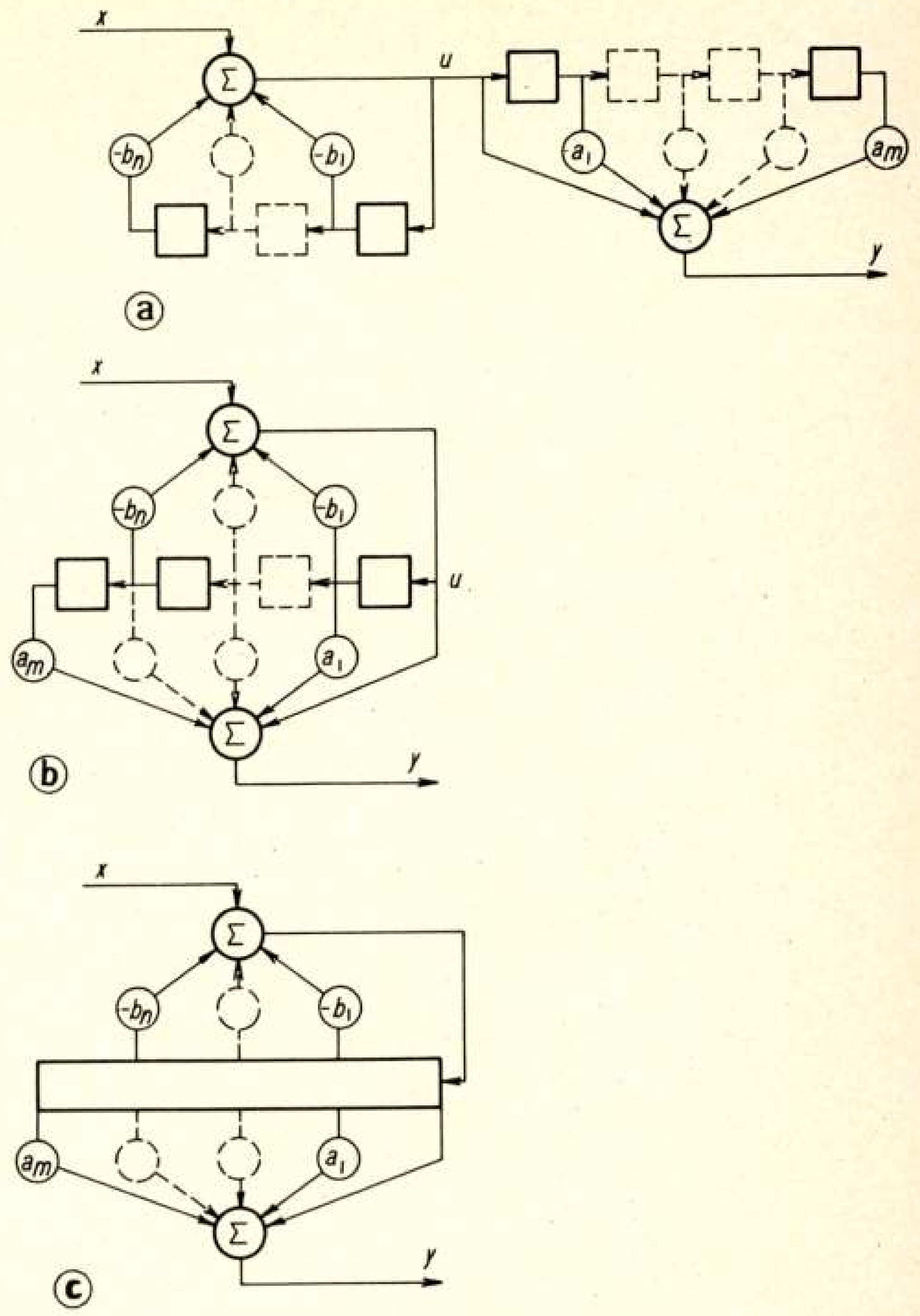


Fig. 10. De configuratie van fig. 10a is equivalent met het schema van fig. 7 en kan worden herleid tot die van fig. 10b met een kleiner aantal geheugenelementen.
In fig. 10c is aangegeven hoe het overeenkomstige kamfilter eruit zou zien.

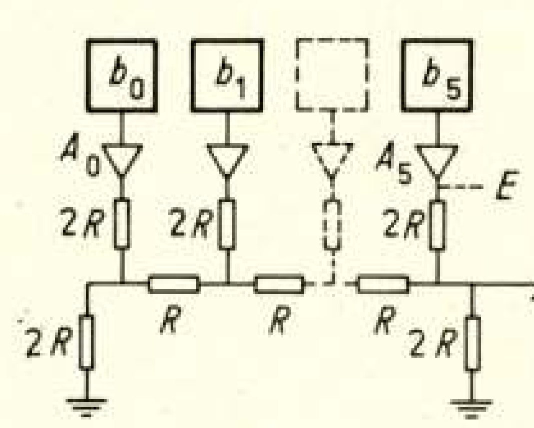


Fig. 11. D/A-omzetter waarbij de gewichten door een laddernetwerk worden gerealiseerd. $b_0,\ldots,b_5$ zijn flip-flops die de zes bits bevatten waardoor de getalwaarde van het signaal in binaire code is gerepresenteerd. De zes niveauversterkers $A_0,\ldots,A_5$ zien alle eenzelfde belasting $3R$. De uitgangsimpedantie van het geheel is 2/3 R.

8. D/A- en A/D-omzetters

Om aan de uitgang een analoog signaal te verkrijgen is een D/A-omzetter vereist. Een mogelijk schema hiervoor is in fig. 11 gegeven. Hierin stellen b_0 ... b_5 de bits van het binair gecodeerde getal voor. A_0 ... A_5 zijn niveauversterkers die naar gelang $b = 0$ of $b = 1$ een spanning nul of E met lage uitgangsimpedantie leveren. Aan de uitgang van het laddernetwerk verschijnt dan een spanning V volgens

$V = E/3\,(b_5 + b_4/2 + \ldots + b_1/2^4 + b_0/2^5)$

d.i. juist evenredig met de getalwaarde. Aangezien in alle schuifregistersecties van fig. 1 de getallen steeds gedurende een tijd T ongewijzigd blijven staan, fungeert de D/A-omzetter als een nulde orde houdcircuit en verschijnt het uitgangssignaal in de gedaante van een stapjeskromme.

De stapjesvorm van het signaal betekent natuurlijk een vervorming van het spectrum. In fig. 12 (bovengedeelte) is een omhullend signaal $y(\tau)$ met zijn spectrum $Y(j\Omega)$ gegeven. In fig. 12 (benedengedeelte) is van het getrapte y_s-signaal het bijbehorende spectrum $|Y_s(j\Omega)|$ aangegeven. Dit kan worden verkregen door allereerst $|Y(j\Omega)|$ periodiek te herhalen en vervolgens het verkregen spectrum met een factor $|(\sin \Omega/2)/(\Omega/2)|$ te vermenigvuldigen.

Door achter de D/A-omzetter een laagdoorlaatfilter te zetten kan worden bereikt dat alleen de centrale frequentieband overblijft (de scherpe hoeken van de stappen worden afgerond).

In fig. 13 is een schema aangegeven voor één van de vele typen A/D-omzetter. Het logica-kastje zet eerst b_5 op 1 en de overige b-waarden op nul. De D/A-omzetter levert een overeenkomstige spanning a die in comparator C met x wordt vergeleken. Is x groter dan a dan levert C een logisch signaal nul dat b_5 ongewijzigd laat; is x kleiner dan a, dan verschijnt aan de uitgang van C een logische 1, die de logica opdracht geeft om b_5 op nul terug te zetten. In de volgende ronde wordt b_4 op 1 gezet en de hele procedure herhaald. Aldus zijn na zes ronden alle bits bepaald en is de omzetting voltooid. Hierna kan door sluiten van de schakelaar een nieuwe bemonstering worden ingelezen. Door de terugkoppeling wordt gegarandeerd dat de nauwkeurigheid van de A/D-omzetter dezelfde is als die van de D/A-omzetter.

9. Technische realisering

Indertijd is op het Laboratorium voor Schakeltechniek en Techniek der Informatieverwerkende Machines door ir. J. H. Statius Muller een 4e orde digitaal filter volgens cascadeprogrammering gebouwd. Bij een klokpulsfrequentie van 100 kHz werd een bemonsteringsfrequentie van 1 kHz mogelijk. Momenteel wordt op het Laboratorium voor Technische Natuurkunde dit ontwerp gerealiseerd m.b.v. een 250-tal geïntegreerde circuits (Texas Instruments 7400 serie). Bij een klokpuls van 6 MHz wordt een bemonsteringsfrequentie van 100 kHz mogelijk. De 8 coëfficiënten zijn manueel instelbaar met 8 bits achter de komma, overeenkomend met een instelonnauwkeurigheid van de nulpunten en polen van 2^{-9} à 2^{-10} in radiale richting en van 0,2° bij een argument van 15° (d.i. een frequentie $\approx f_b/20$) in azimutrichting.

De bijbehorende A/D-omzetter produceert een omzetting in 8 bits binnen 2 µs, de schuifregistersecties bevatten 16 bits (om een opslingering van 2^{10} toe te laten) plus nog 2 bits achter de komma om de rekenruis (ontstaan door afronden bij het vermenigvuldigen) van vergelijkbare grootte als de kwantiseringsruis te houden.

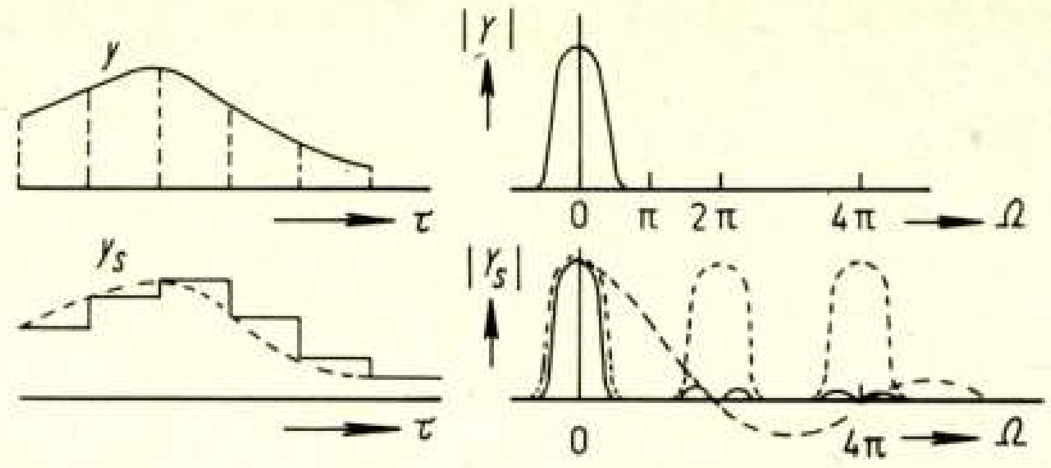


Fig. 12. Bovenaan staat een continu signaal y met zijn spectrum $|Y|$ aangegeven. Het spectrum $|Y_s|$ van het overeenkomstige stapjessignaal y_s wordt uit $|Y|$ verkregen door 1. $|Y|$ periodiek te herhalen en 2. het verkregen spectrum met $(\sin \Omega/2)/(\Omega/2)$ te vermenigvuldigen.

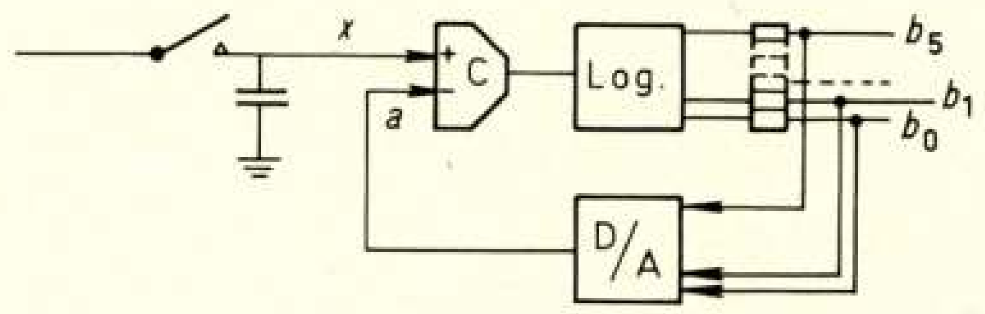


Fig. 13. Schema van een A/D-omzetter volgens de methode van de successieve benadering. De aparte (snelle) klokpuls die de logica activeert is niet aangegeven.

10. Overzicht van de voordelen van digitale filters

1. Elk filter even eenvoudig te verkrijgen door instellen van de gewenste coëfficiënten (geen zelfinducties of capaciteiten nodig).
2. Hoge Q-waarden te realiseren (geen last van weerstanden).
3. Ongevoelig voor temperatuurwisseling, toleranties of verloop van onderdelen.
4. Alle klassieke (analoge) filters te simuleren; bovendien mogelijkheid om amplitude- en fasekarakteristiek onafhankelijk te specificeren.
5. Frequentiegebied instelbaar door keuze van de bemonsteringsfrequentie f_b: de karakteristieke tijdconstanten van een ingesteld filter zijn evenredig met T (bieden we bijv. om het uur een bemonstering aan, dan levert het digitale filter ook elk uur een waarde af).

Literatuur

E. A. Robinson, S. Treitel: Principles of digital filtering. Geophysics, **29**, 395-404, June 1964.

J. R. Ragazzini, G. F. Franklin: Sampled-data control systems. McGraw-Hill, 1958.

C. M. Rader, B. Gold: Digital filter design techniques in the frequency domain. Proc. IEEE **55**, no. 2, Feb. 1967.

E. Hafner, P. Leuthold: Ein einfaches PCM-Uebertragungssystem. Archiv der Elektr. Uebertragung **20**, 379-387, 1966.

P. Leuthold: Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern. Philips Res.Rep. Suppl. 1967, no. 5.

621.372.4 : 621.372.82: 621.372.852

Filters in strokengolfgeleideruitvoering: toepassingen in microgolfversterkers 1)

door ir. L. Krul, Technische Hogeschool Delft



Summary: *Stripline filters; applications in microwave amplifiers.*

The stripline since its first introduction in about 1952 passed a long period of development. The rapidly increasing application of solid state components in the microwave field however turned out to be a great stimulus for stripline work in recent years.

Among others these applications ask for stripline filters as will be illustrated by two examples: a broadband transistor output stage and a 20% bandwidth parametric amplifier. First however the design aspects of such stripline filters will be reviewed briefly.

1. Inleiding

De hier te bespreken filters behoren tot de klasse van de transmissielijn-netwerken. Door als uitgangspunt voor de behandeling de praktische toepassing te kiezen zullen we ons in feite gaan bezighouden met de microgolftechniek. Van het totale frequentiegamma omvat nl. het microgolfgebied die frequenties, waarbij voor het realiseren van netwerkfuncties van transmissielijnen en hun eigenschappen gebruik wordt gemaakt. Aan de onderzijde wordt het microgolfgebied geflankeerd door het gebied waarin men werkt met geconcentreerde netwerkelementen, aan de bovenzijde vinden we het quasi-optische gebied, waarbij gebruik wordt gemaakt van de vrije uitbreiding van golven. Uiteraard zijn de overgangen tussen de verschillende frequentiegebieden niet scherp. Voor wat betreft de ondergrens, die ligt rond 1000 MHz, komen we hierop in par. 2 nog terug.

Sinds een aantal jaren krijgt bij de verwezenlijking van microgolfnetwerken naast de algemeen bekende microgolftransmissielijnen (golfpijp en coaxiale golfgeleider) een nieuwe vorm de zgn. strokengolfgeleider in toenemende mate de aandacht. Deze strokengolfgeleider werd reeds omstreeks 1952 geïntroduceerd aanvankelijk onder de benaming 'microstrip' [1], waarbij duidelijk het succes van de gedrukte bedrading voor lage frequenties voor ogen stond.

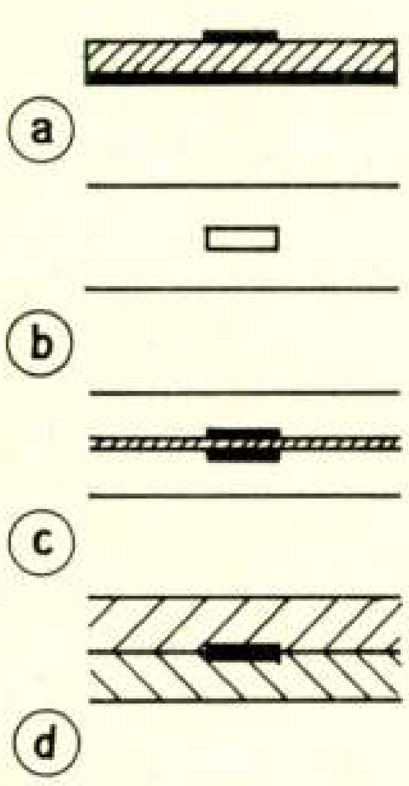


Fig. 1. Verschillende uitvoeringsvormen van de strokengolfgeleider (voor de verklaring zie men de tekst).

Toch zouden nog omstreeks 10 jaar verlopen voordat de strokengolfgeleider praktisch belangrijk werd. Dit is in de eerste plaats te wijten aan het feit dat het diëlektricum van printplaat niet geschikt was voor de hoge frequenties, terwijl de technologie voor het vervaardigen van printplaat met een hoogwaardig diëlektricum zoals teflon bijzonder moeilijk bleek. Daarnaast echter was er geen duidelijke technische noodzaak deze techniek te introduceren.

De voortschrijdende toepassing van halfgeleiderelementen, zoals transistoren en varactor- en tunneldioden, in het microgolfgebied heeft echter het inzicht doen groeien dat de strokengolfgeleider grote mogelijkheden biedt. In tegenstelling nl. tot de golfpijp, waarvan de minimum-afmetingen zijn gekoppeld met de gebruikte frequentie kan de strokengolfgeleider in belangrijke mate worden geminiaturiseerd. Deze miniaturisatie leidt tot een verkleining van parasitaire invloeden waardoor het ontwerp van de schakeling beter in de hand kan worden gehouden.

Op dit ogenblik kennen we voor de strokengolfgeleider een aantal uitvoeringsvormen. De eerste vorm is de reeds genoemde 'microstrip' (fig. 1a), die door zijn open karakter moeilijkheden kan geven door straling (extra verlies, overspraak). Deze moeilijkheden worden vermeden bij de symmetrische configuraties die bekend staan onder benamingen als sandwich- of triplatelijn. Hiervan kennen we drie uitvoeringsvormen: de luchtlijn (fig. 1b), de gedeeltelijk gevulde lijn (fig. 1c) en de volledig gevulde lijn (fig. 1d). In deze volgorde neemt de demping van de lijnen toe, hetgeen samenhangt met de toenemende hoeveelheid diëlektricum in het veld.

In de gevallen a, c en d kunnen de lijnen worden opgedampt op een drager dan wel door etsbewerkingen van printplaat worden verkregen. In geval b is mechanische bewerking het aangewezen middel.

Nu werd tot voor kort de golfpijp als transmissielijn voor microgolven geprefereerd op grond van zijn geringe demping. De demping van de strokengolfgeleiders is dan ook aanzienlijk hoger. Slaagt men er echter in dank zij de strokengolfgeleider m.b.v. halfgeleiderelementen goedkopere microgolfversterkers te bouwen dan wordt deze hogere demping vanzelf minder belangrijk. Juist deze gecombineerde toepassingsmogelijkheid van strokengolfgeleiders en actieve elementen kan dan ook worden beschouwd als de voornaamste reden voor de huidige grote belangstelling voor de strokengolfgeleider.

[1]) Voordracht gehouden voor het NERG tijdens de 197e werkvergadering te Delft.

Manuscript ontvangen 24 oktober 1968.

In verband met het feit dat de microgolfversterkers in het algemeen een min of meer selectief karakter moeten hebben is het centrale probleem bij elke toepassing het vinden van een geschikte filterstructuur. Alvorens we echter in par. 4 op deze toepassing van strokengolfgeleiderfilters in microgolfversterkers ingaan zullen eerst in par. 2 en 3 de belangrijkste ontwerpaspecten van deze filters worden behandeld.

2. Filters opgebouwd uit quasi-geconcentreerde elementen

De techniek van de quasi-geconcentreerde elementen is, zoals de naam eigenlijk al suggereert, uitermate geschikt voor toepassing in het laagfrequente grensgebied van de microgolftechniek.

Uitgangspunt is het vervangschema van een verliesvrij stukje transmissielijn, dat geschikt is voor het transport van transversaalelektromagnetische golven (TEM-golven). De elektrische lengte van de transmissielijn zij βl, de karakteristieke impedantie Z_0. De lijn is afgesloten met een impedantie Z_2. De ingangsimpedantie Z_1 van deze schakeling (fig. 2a) is dan:

$$Z_1 = Z_0 \frac{jZ_0 \mathrm{tg}\beta l + Z_2}{Z_0 + jZ_2 \mathrm{tg}\beta l}$$

Voor kleine βl geldt de benadering $\mathrm{tg}\beta l \approx \beta l$. Zorgt men er dan bovendien voor dat $Z_0 \gg Z_2\beta l$ dan is: $Z_1 \approx jZ_0\beta l + Z_2 = j\omega Z_0 l/v + Z_2$. Onder de gemaakte veronderstellingen komt het tussenschakelen van een stukje transmissielijn met elektrische lengte βl en karakteristieke impedantie Z_0 blijkbaar overeen met het in serie opnemen van een zelfinductie $Z_0 l/v$ (fig. 2b).

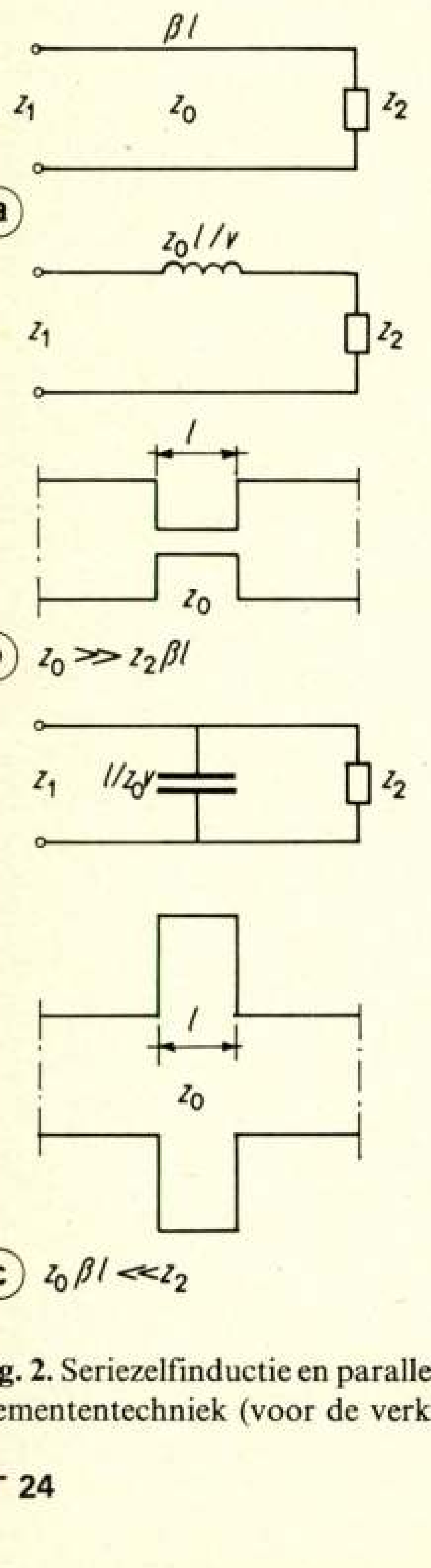


Fig. 2. Seriezelfinductie en parallelcapaciteit in quasi-geconcentreerde-elemententechniek (voor de verklaring zie men de tekst).

Bij TEM-golfgeleiders, waartoe de strokengolfgeleider ook behoort, kan de karakteristieke impedantie worden vergroot door verkleining van de dwarsafmetingen van de binnengeleider. Bij de strokengolfgeleider kan dus op grond van de bovenstaande beschouwing een serie zelfinductie worden gerealiseerd door een plaatselijke versmalling van de binnenstrook; Z_2 is dan de karakteristieke impedantie van de oorspronkelijke transmissielijn met brede strook.

Onder de condities βl klein en $Z_0\beta l \ll Z_2$ volgt uit de vgl. voor de ingangsimpedantie dat Z_1 in dat geval bestaat uit een parallelschakeling van Z_2 en een capaciteit $l/Z_0 v$. In een strokengolfgeleider kan een parallelcapaciteit dientengevolge worden gerealiseerd door een plaatselijke verbreding van de binnenstrook (fig. 2c).

Naast de seriezelfinductie en de parallelcapaciteit bestaat er in het algemeen nog behoefte aan een parallelzelfinductie en een seriecapaciteit. De eerste kan worden gerealiseerd door gebruik te maken van de ingangsimpedantie van een kortgesloten lijn, de tweede door een plaatselijke onderbreking van de binnengeleider.

De quasi-geconcentreerde elemententechniek wordt in fig. 3 en 4 geïllustreerd met de praktische uitvoering respectievelijk de gemeten overdracht van een serie *m*-afgeleid laagdoorlatend filter. De piek van oneindige demping ligt bij 900 MHz, terwijl $m = 0{,}6$.

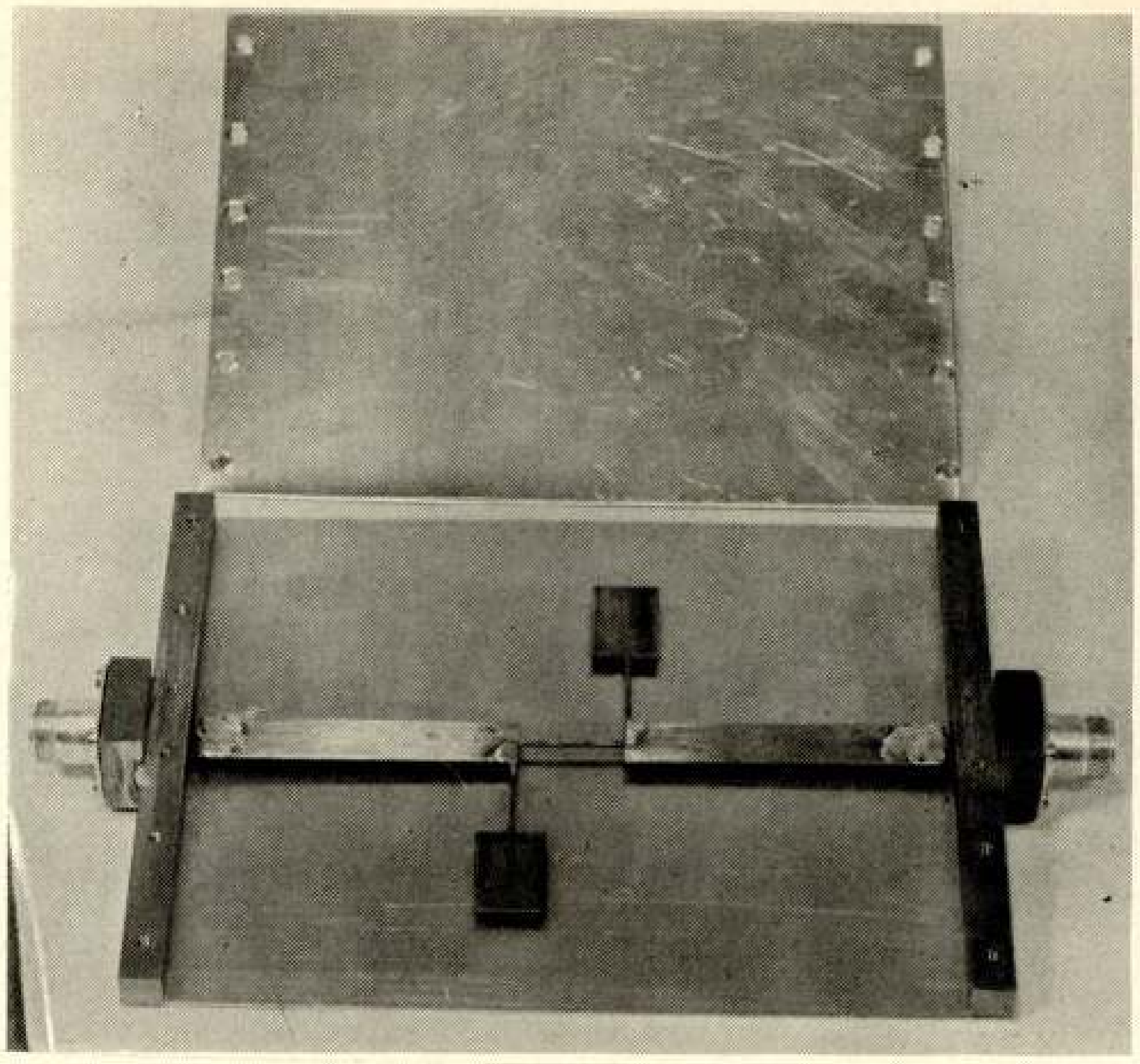


Fig. 3. Een serie *m*-afgeleid filter uitgevoerd met quasi-geconcentreerde elementen.

3. Filters opgebouwd uit eenheidselementen

Het zal duidelijk zijn dat met het toenemen van de frequentie het voldoen aan de voorwaarde dat βl klein moet zijn steeds moeilijker wordt. Dit wordt duidelijk gedemonstreerd in fig. 4, waarbij het gedrag voor de hoge frequenties niet langer overeenstemt met de verwachtingen. Aan dit bezwaar kan men tegemoet komen door bij het bepalen van het frequentiegedrag de tg-functie mee te nemen. Een belangrijke vereenvoudiging wordt in dat geval verkregen als we ons beperken tot transmissielijn-netwerken waarin alle lijntjes dezelfde elektrische lengte

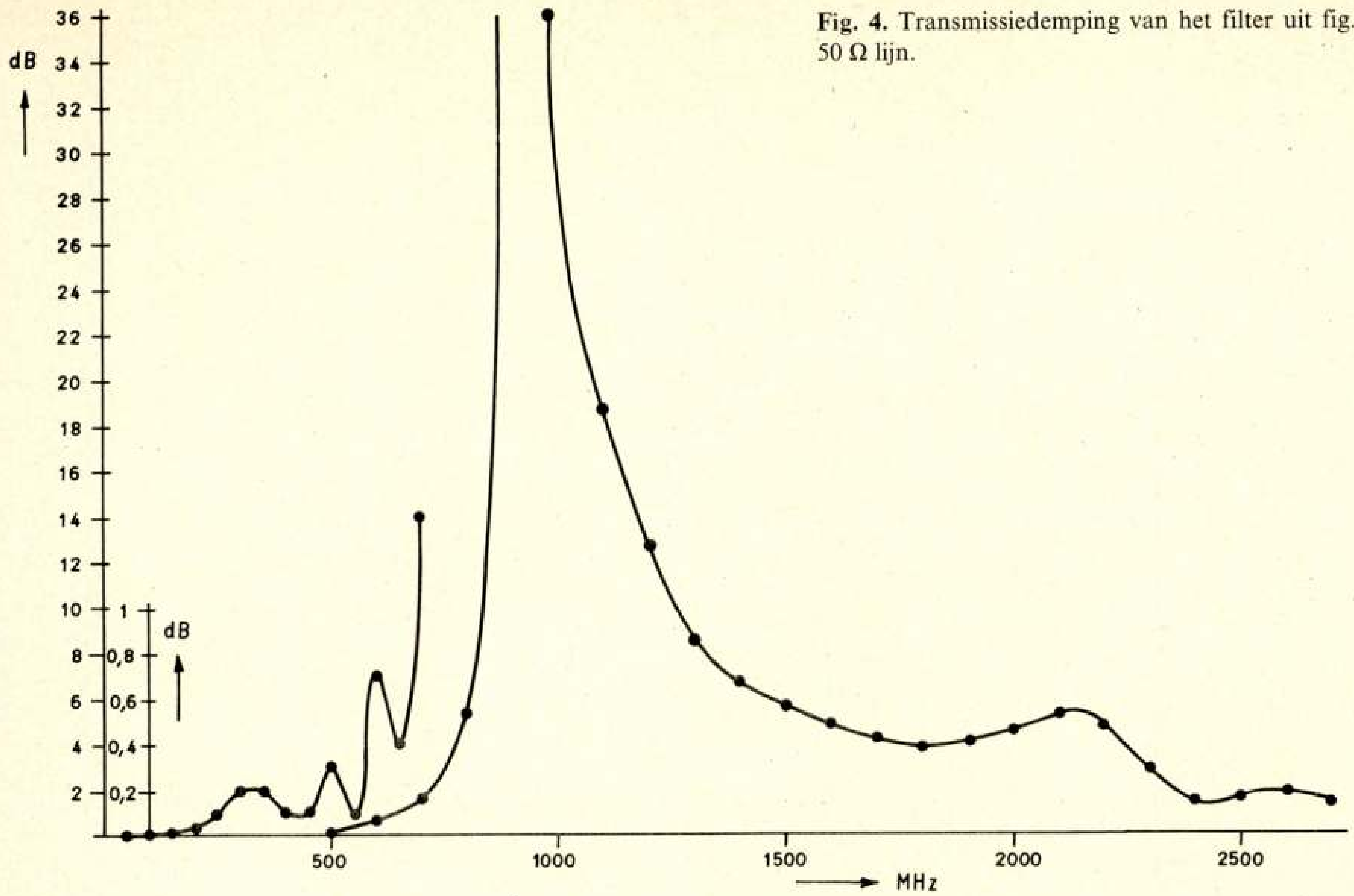


Fig. 4. Transmissiedemping van het filter uit fig. 3, gemeten in een 50 Ω lijn.

βl hebben. Geldt dan bovendien dat de karakteristieke impedanties en de afsluitimpedanties reëel zijn, de laatste in de praktijk meestal nul of oneindig groot dan kan de grootheid $s = \text{j}\,\text{tg}\beta l$ worden opgevat als een nieuwe complexe frequentievariabele (theorema van Richards).

Aangezien alle lijnstukken gelijke elektrische lengten hebben (de karakteristieke impedanties behoeven dus niet gelijk te zijn) ligt het voor de hand deze lijnstukken te beschouwen als eenheidselementen. De overdrachtseigenschappen van een eenheidselement met karakteristieke impedantie Z_0 (fig. 5) worden beschreven door de matrix-relatie:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-s^2}} \begin{pmatrix} 1 & sZ_0 \\ s/Z_0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

In verband met de toepassing van de eenheidselementen in selectieve circuits is het zinvol een 'resonantiefrequentie' f_0 in te voeren. Deze f_0 is de frequentie waarbij het eenheidselement juist een lengte $\lambda/4$ heeft. Deze invoering leidt tot de nieuwe notatie $s = \text{j}\,\text{tg}\beta l = \text{j}\,\text{tg}\pi f/2f_0$.

Van het eenheidselement kunnen nog twee belangrijke andere netwerkelementen worden afgeleid. Deze netwerkelementen worden gevormd door de ingangsimpedanties van het kortgesloten ($U_2 = 0$) en open gelaten ($I_2 = 0$) eenheidselement. We duiden deze netwerkelementen aan met respectievelijk s-vlak zelfinductie en s-vlak capaciteit. Met $U_2 = 0$ vinden we $Z_1 = U_1/I_1 = sZ_0$, de s-vlak zelfinductie $L = Z_0$. Met $I_2 = 0$ vindt men $Z_1 = U_1/I_1 = Z_0/s$, de s-vlak capaciteit $C = 1/Z_0$. We merken op dat, in tegenstelling tot de van hun uitvoeringsvorm geabstraheerde 'normale' L en C, de s-vlak L en C grootheden zijn die een fysische configuratie karakteriseren. Het inductieve respectievelijk capacitieve gedrag is alleen onder de resonantiefrequentie aanwezig.

We gaan nu nader in op de realisatiemogelijkheden van microgolffilters gebruik makende van de drie genoemde elementen.

In het kort komt de procedure erop neer dat we uitgaan van een s-vlak filter met laag- of hoogdoorlatend karakter. Op grond van de transformatie $s = \text{j}\,\text{tg}\pi f/2f_0$ zal het gerealiseerde s-vlak ontwerp als functie van f een periodiek karakter hebben [2]. Uitgaande van een laagdoorlatend prototype liggen de doorlaatbanden rond de frequenties $2kf_0$ ($k = 0, 1, 2 \ldots$), terwijl het hoogdoorlatende s-vlak prototype correspondeert met doorlaatbanden rond de frequenties $(2k + 1)f_0$ met $k = 0, 1, 2 \ldots$ (fig. 6).

Het ontwerp is hiermede dus teruggebracht tot het realiseren van een s-vlak filter. Voor de verdere toelichting gaan we uit van een eenvoudig voorbeeld. We kozen hiervoor een laagdoorlatende LC-sectie, omdat dit geval zich goed leent voor het de-

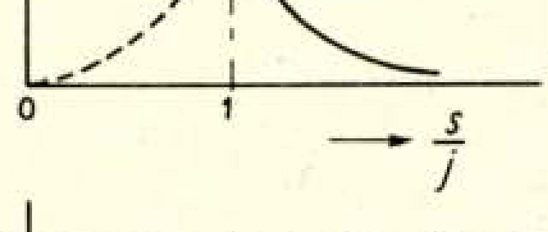


Fig. 5. Eenheidselement.

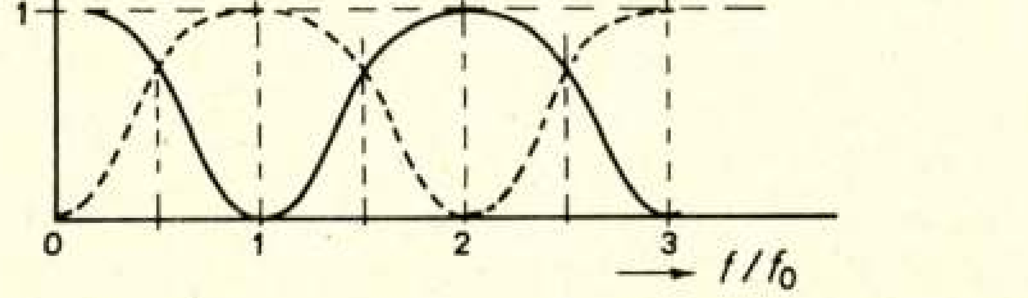


Fig. 6. Transformatie van de s-vlak responsie naar de f-vlak responsie.

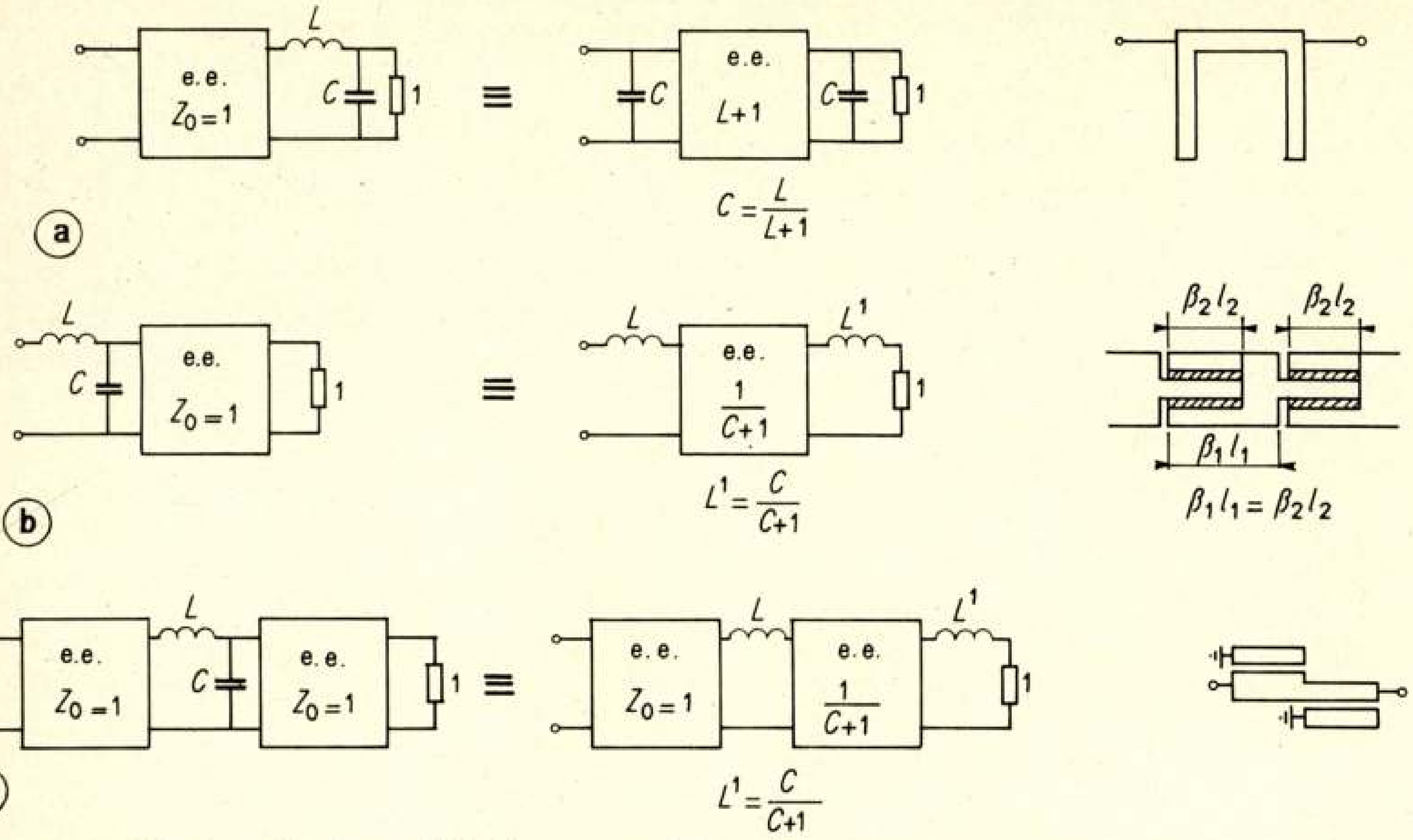


Fig. 7. Verschillende realisatiemogelijkheden voor een LC-sectie.

monstreren van een aantal mogelijkheden tot een microgolfrealisatie. Om tot deze realisatie te komen zullen eerst voor en/of achter de LC-sectie eenheidselementen worden geschakeld. Aangezien het prototype uitgaat van genormeerde impedanties zal de karakteristieke impedantie van deze eenheidselementen gelijk aan één moeten zijn. Het tussenschakelen van eenheidselementen op de aangegeven plaatsen is zonder meer geoorloofd omdat hierdoor de amplitudeoverdracht niet wordt beïnvloed.

In fig. 7a is het eenheidselement aangebracht voor de ingang van de LC-sectie. Via een vermenigvuldiging van de ABCD-matrices (relaties van Kuroda [3]) kan gemakkelijk worden aangetoond dat deze schakeling equivalent is met een cascadeschakeling van een nieuwe parallelcapaciteit $C' = L/(L + 1)$, een nieuw eenheidselement met karakteristieke impedantie $L + 1$ en de oorspronkelijke capaciteit C. Voor de hand ligt nu een strokengolfgeleideruitvoering bestaande uit een eenheidselement met karakteristieke impedantie $L + 1$, aan begin en eind geshunt met een open eenheidselement met karakteristieke impedantie $1/C'$ respectievelijk $1/C$. (Alleen de binnengeleider van de sandwichconstructie werd getekend.)

Voor de tweede realisatie (fig. 7b) gaan we uit van een eenheidselement aangebracht achter de LC-sectie. Dezelfde Kuroda-transformatie als boven nu in omgekeerde richting toepassend vinden we een cascadeschakeling van de oorspronkelijke serie-L, een nieuw eenheidselement met karakterimpedantie $1/(C + 1)$ en een nieuwe seriezelfinductie $L' = C/(C + 1)$. Deze oplossing leent zich zowel voor een uitvoering in coaxiale als in strokengolfgeleidertechniek. Als gevolg van het ter ondersteuning aangebrachte diëlektricum zijn de fysische lengten van de eenheidselementen ongelijk, de elektrische lengten zijn uiteraard wel gelijk.

In het derde geval (fig. 7c) plaatsen we zowel voor als achter de LC-sectie een eenheidselement met karakteristieke impedantie $Z_0 = 1$. Na transformatie ontstaat een cascadeschakeling van twee secties bestaande uit een eenheidselement en een seriezelfinductie. Een dergelijke sectie blijkt, zoals door Wenzel [2] aangegeven, gerealiseerd te kunnen worden door een eenheidselement elektromagnetisch te koppelen met een tweede, aan één zijde kortgesloten, eenheidselement. De waarden van zelfinductie en karakteristieke impedantie worden daarbij bepaald door afstand en breedte van de stroken. Het gehele circuit bestaat tenslotte uit een cascadeschakeling van twee van deze secties.

We zagen dat de LC-sectie die als uitgangspunt werd gekozen op verschillende manieren kon worden gerealiseerd. Deze uitvoeringsvormen zijn echter niet onder alle omstandigheden als gelijkwaardig te beschouwen. Het zal namelijk in het algemeen van de verlangde L- en C-waarden afhangen welk circuit uit technologisch oogpunt de voorkeur verdient.

Vanzelfsprekend kunnen ook ingewikkelder filters worden gerealiseerd. In dit verband zij verwezen naar een eerder verschenen publikatie die handelt over het zgn. cohnfilter [4].

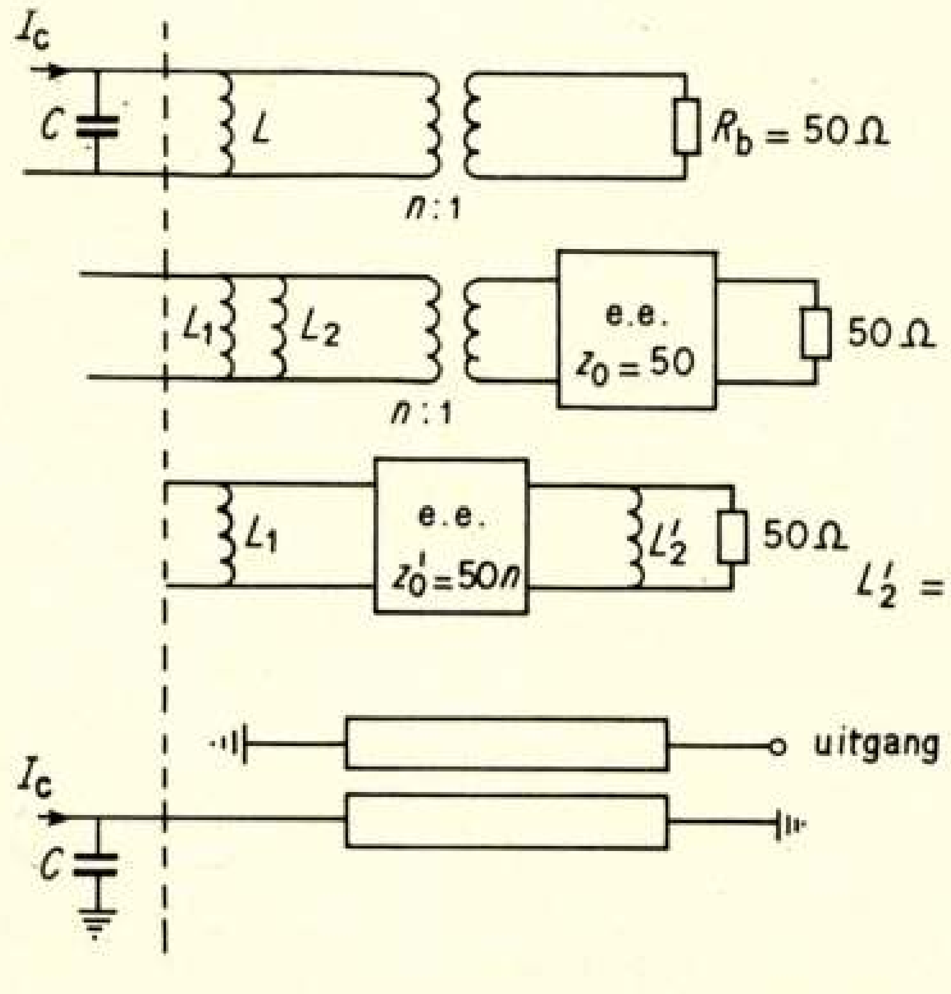


Fig. 8. Het ontwerp van het transistoruitgangscircuit.

4. Toepassingen in microgolfversterkers

4.1. Uitgangscircuit van een transistorversterker

Als eerste voorbeeld van de toepassing van filters in strokenuitvoering bespreken we hier het uitgangsscircuit van een transistorversterker op 1000 MHz. De gebruikte transistor is de Siemens-AFY 34. De mechanische uitvoering van deze transistor vraagt om een schakeling met geaarde basis.

Het is gebruikelijk bij dit soort versterkers de uitgangscapaciteit, in ons geval dus de collectorcapaciteit, af te stemmen op de gewenste centrale frequentie m.b.v. een kortgesloten transmissielijn. De belasting wordt aangesloten via een capacitieve of inductieve uitkoppeling. De transformatieverhouding wordt dan meestal experimenteel ingesteld bijv. door verplaatsing van de uitkoppeling langs de lijn.

Bij een strokengolfgeleideruitvoering is, speciaal als de stroken door opdampen of wegetsen moeten worden verkregen, deze experimentele instelling moeilijk uitvoerbaar. Het is derhalve zinvol te zoeken naar oplossingen waarvan de dimensionering van tevoren door berekening kan worden bepaald.

Het te realiseren circuit bestaande uit een afstemzelfinductie en een transformator $n : 1$ is weergegeven in fig. 8, de belastingsweerstand R_b is in dit geval 50 Ω.

Ten behoeve van de realisering interpreteren we L als de reactantie van een s-vlak zelfinductie. We splitsen vervolgens deze s-vlak zelfinductie in twee delen L_1 en L_2 en schakelen aan de belastingszijde nog een eenheidselement met een karakteristieke impedantie van 50 Ω tussen.

Nu wordt het deel van de schakeling dat begint met L_2 gekarakteriseerd door de ABCD-matrix:

$$\frac{1}{\sqrt{1-s^2}}\begin{pmatrix}1 & 0\\ \frac{1}{sL_2} & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}n & 0\\ 0 & \frac{1}{n}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}1 & sZ_0\\ \frac{s}{Z_0} & 1\end{pmatrix}$$

$$=\frac{1}{\sqrt{1-s^2}}\begin{pmatrix}n & nsZ_0\\ \frac{n}{sL_2}+\frac{s}{nZ_0} & \frac{nZ_0}{L_2}+\frac{1}{n}\end{pmatrix}$$

Deze schakeling kan worden vervangen door een eenheidselement met karakteristieke impedantie Z_0' aan de uitgang geshunt door een zelfinductie R_2'. Deze vervangschakeling heeft de ABCD-matrix:

$$\frac{1}{\sqrt{1-s^2}}\begin{pmatrix}1 & sZ_0'\\ \frac{s}{Z_0'} & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}1 & 0\\ \frac{1}{sL_2'} & 1\end{pmatrix}=\frac{1}{\sqrt{1-s^2}}\begin{pmatrix}1+\frac{Z_0'}{L_2'} & sZ_0'\\ \frac{s}{Z_0'}+\frac{1}{sL_2'} & 1\end{pmatrix}$$

zodat beide schakelingen equivalent zijn als voldaan is aan de voorwaarden:

$Z_0' = nZ_0$

$L_2' = nZ_0/(n-1)$

Kiezen we de oorspronkelijke shuntzelfinductie L_2 nu zo dat $L_2' = L_1 = 50n/(n-1)$ dan wordt deze $L_2 = 50n^2/(n-1)$. Hierbij is om Z_0 reeds de waarde 50 Ω ingevuld.

In verband met de terugwerking van de transistor kan de waarde van n niet willekeurig groot worden gemaakt, gekozen werd $n = 3{,}34$. Bij deze waarde van n vindt men $L_1 = L_2' = 71{,}5$ Ω en $L_2 = 238$ Ω, terwijl de parallelschakeling van L_1 en L_2 een waarde van 56 Ω oplevert. Aan de reactantie van deze totale zelfinductie $X_L = 56 \operatorname{tg}\beta l$ kan tenslotte, door een geschikte keuze van l, een zodanige waarde worden gegeven dat in combinatie met de collectorcapaciteit resonantie optreedt op de gewenste frequentie.

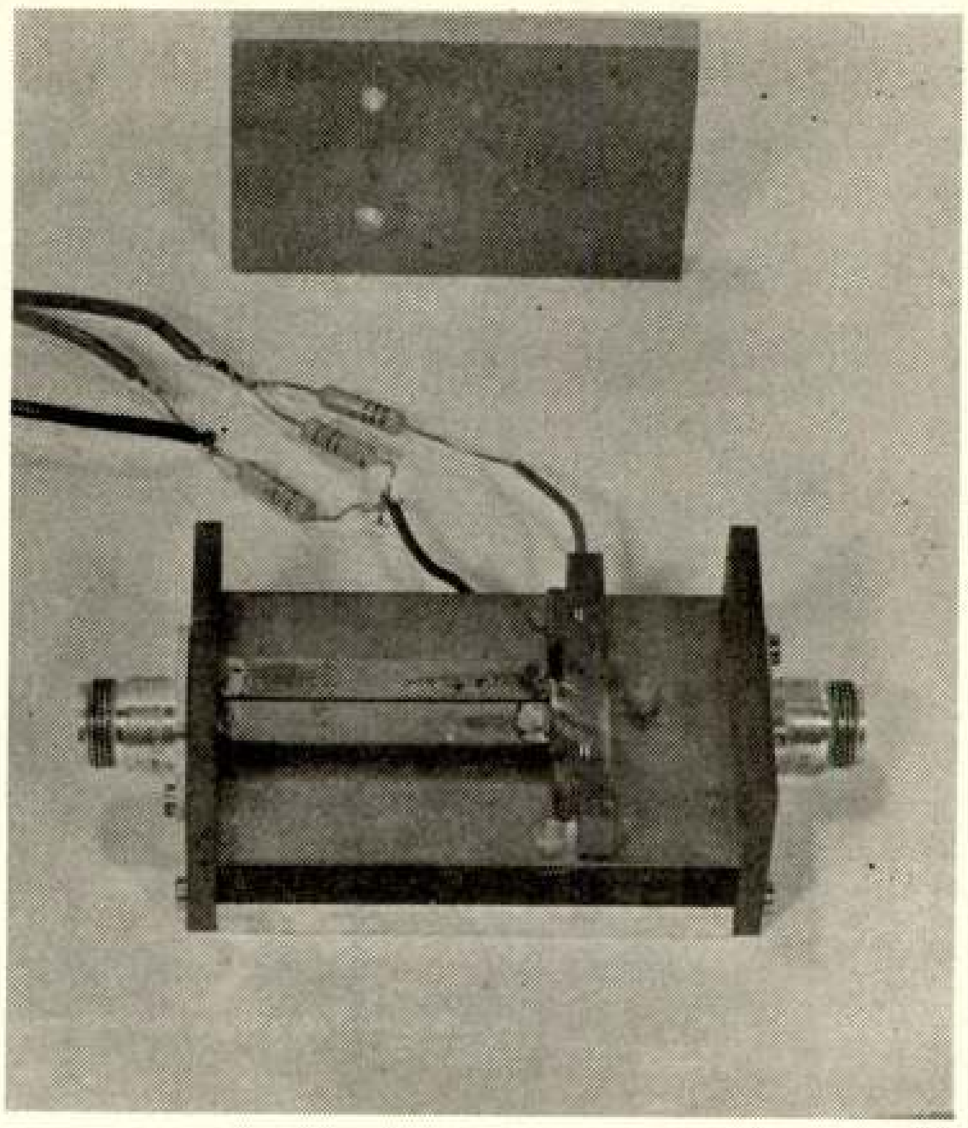


Fig. 9. De praktische uitvoering van het transistoruitgangscircuit.

Het gevonden symmetrische schema kan worden gerealiseerd door gebruik te maken van twee gekoppelde eenheidselementen [2]. De gekozen uitvoeringsvorm geeft tevens een gelijkspanningsscheiding tussen de transistor en de uitgangsklemmen van de versterker.

Fig. 9 laat de praktische uitvoering zien, fig. 10 de gemeten versterkingskromme. Met betrekking tot de laatste figuur zij nog opgemerkt, dat de versterking bij de gekozen n theoretisch $10 \log 556/50 = 10{,}5$ dB zou moeten bedragen.

4.2. Een breedbandige gedegenereerde parametrische versterker

Als tweede voorbeeld van de toepassing van strokengolfgeleiderfiltertechniek in actieve microgolfschakelingen bespreken we in het kort de procedure die werd gevolgd bij het ontwerpen van een breedbandige parametrische versterker gebruik makend van een zgn. varactor, een halfgeleiderdiode met spanningsafhankelijke capaciteit. Op deze spanningsafhankelijke capaciteit worden twee spanningen aangesloten: de signaalspanning U_1 (frequentie ω_1) en de zgn. pompspanning U_3 (frequentie ω_3). Als gevolg van het niet-lineaire karakter van de capaciteit zullen som- en verschilfrequenties ontstaan waarbij in het hier beschouwde geval alleen de verschilfrequentie $\omega_2 = \omega_3 - \omega_1$ van belang is. Deze frequentie wordt meestal de 'idler'-frequentie genoemd. Bij versterkers met grote bandbreedte is het noodzakelijk i.p.v. enkelvoudige kringen afgestemd op ω_1 en ω_2 filterstructuren toe te passen. Een belangrijke vereenvoudiging wordt daarbij verkregen als wordt overgegaan op de gedegenereerde versterker [5]. Aangezien daarbij $\omega_3 = 2\omega_1$ doorlopen signaal en idler dezelfde frequentieband en kunnen derhalve van hetzelfde filter gebruik maken. Immers zij $\omega_3 = 2\omega_{1,c}$ en $\omega_1 = \omega_{1,c} + \Delta\omega$, dan is $\omega_2 = 2\omega_{1,c} - (\omega_{1,c} + \Delta\omega) = \omega_{1,c} - \Delta\omega$.

Nu leert een nadere beschouwing van de werking van een parametrische versterker [6] dat onder de conditie $U_1 \ll U_3$ de gepompte varactor met capaciteit $C = C_0(1 + 2\gamma_1 \cos\omega_3 t + \ldots)$

kan worden vervangen door het rèkenschema weergegeven in fig. 11. Zonderen we hieruit de tweepoort af en nemen we die op in een lopend afgesloten transmissielijn met karakteristieke impedantie Z_0 dan vinden we aan de ingang van de tweepoort een gereflecteerd vermogen:

$$|\Gamma|^2 = \left|\frac{Z_o - Z_{in}}{Z_o + Z_{in}}\right|^2 = \left|\frac{Z_o - \gamma_1^{\,2}/\omega_1\omega_2 C^2 Z_o}{Z_o + \gamma_1^{\,2}/\omega_1\omega_2 C^2 Z_o}\right|^2$$

Dit gereflecteerde vermogen kan m.b.v. een circulator worden gescheiden van het invallend vermogen. Aangezien $|\Gamma|^2 > 1$ wordt versterking verkregen.

De in eerste instantie buiten beschouwing gelaten seriecapaciteit C is voor het reëel afsluiten van de tweepoort een belemmering. De normale procedure is dan deze capaciteit met een seriezelfinductie in resonantie te brengen, maar dit resulteert in een smalbandige versterker.

Een breedbandige oplossing wordt verkregen door de serie-

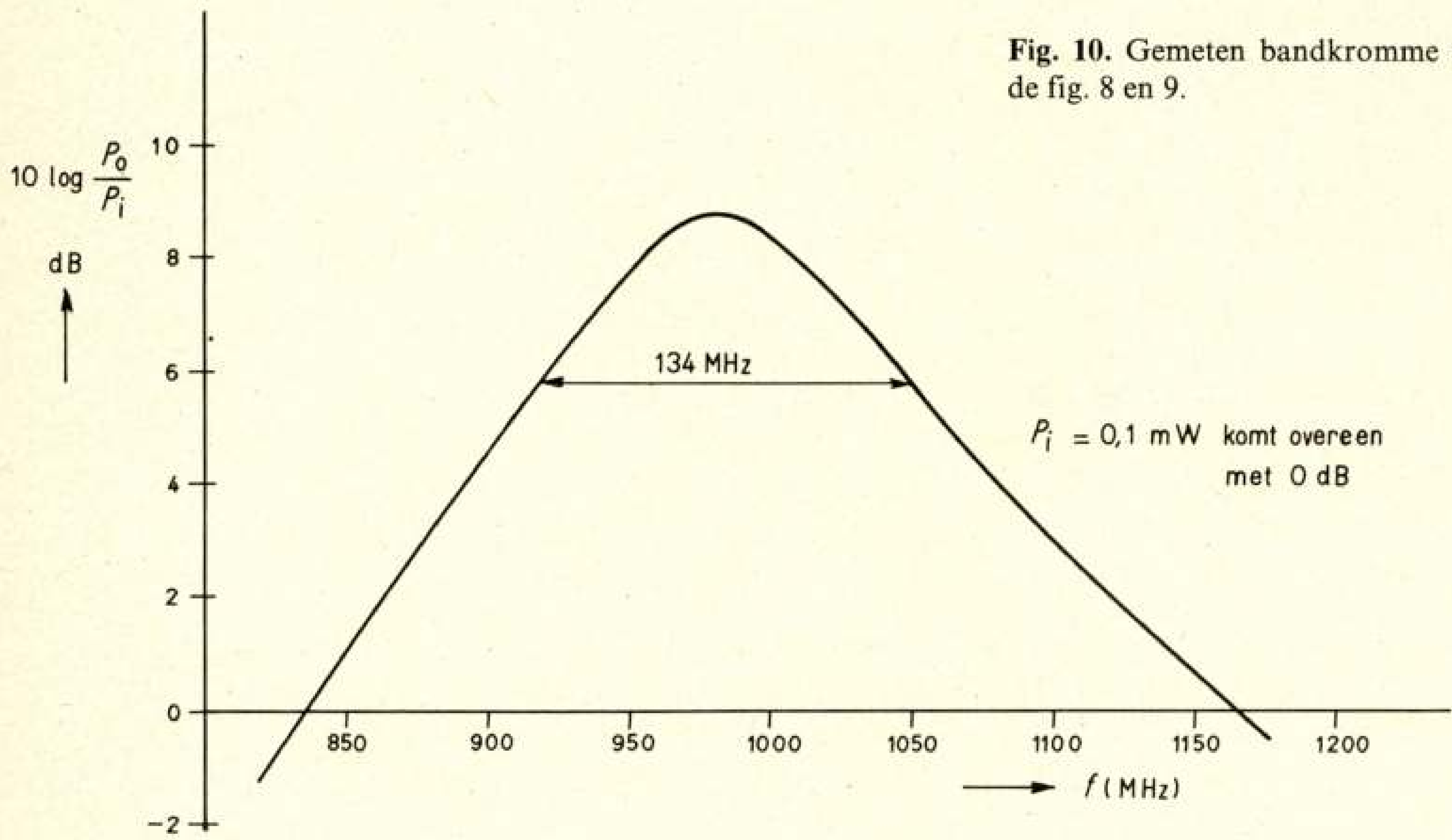


Fig. 10. Gemeten bandkromme van de transistorversterker volgens de fig. 8 en 9.

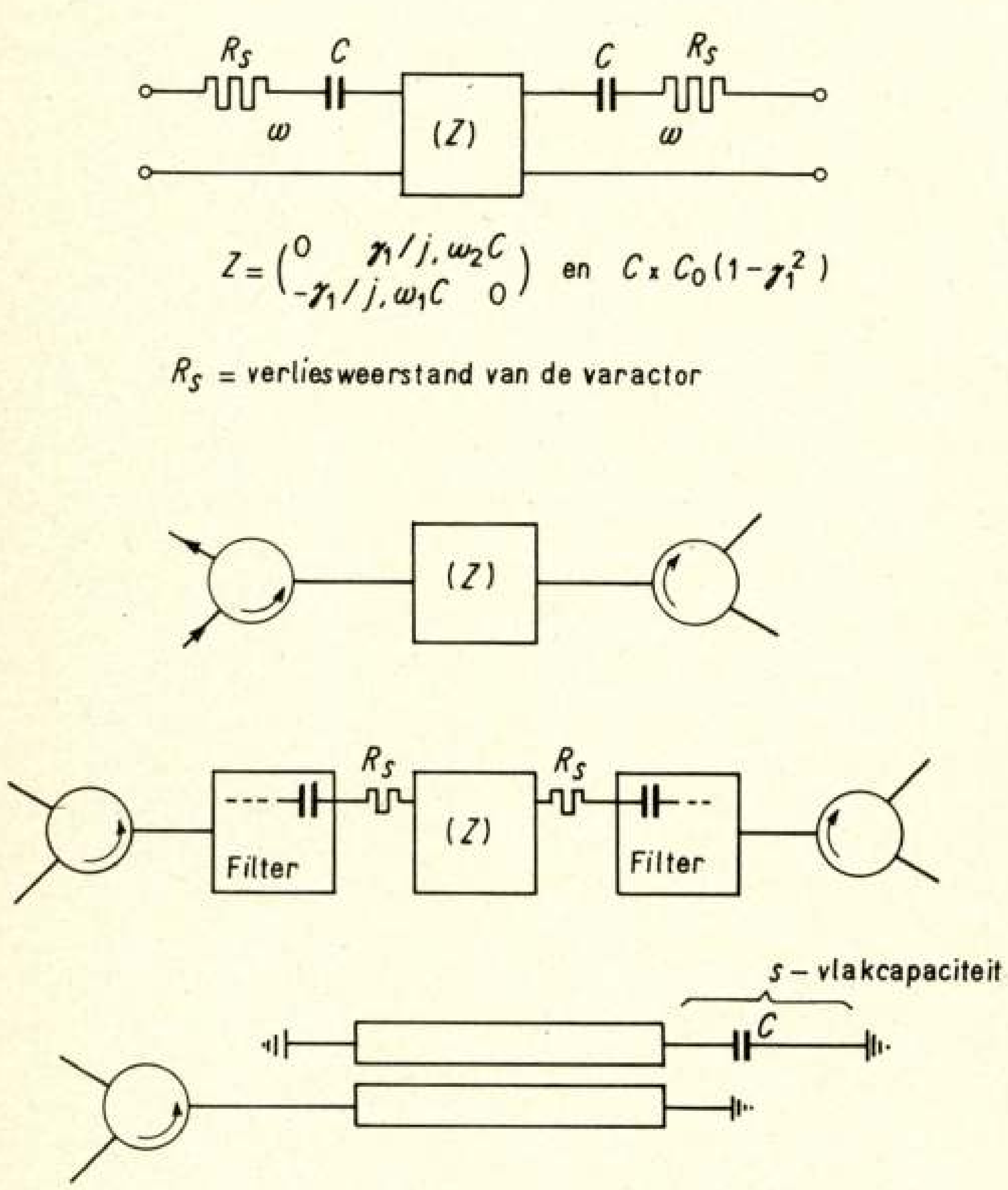


Fig. 11. Het ontwerp van de gedegenereerde parametrische versterker.

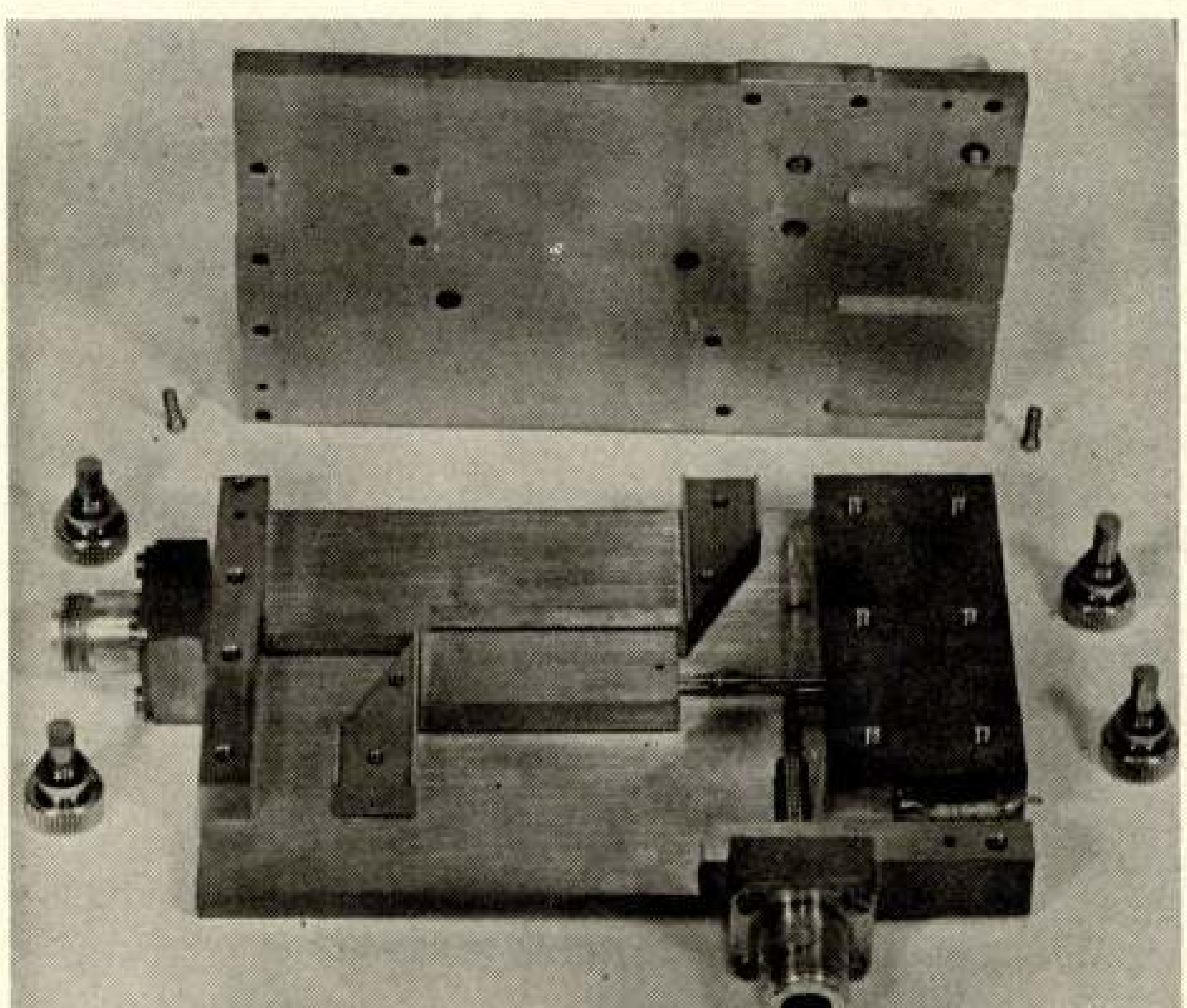


Fig. 12. De praktische uitvoering van de parametrische versterker.

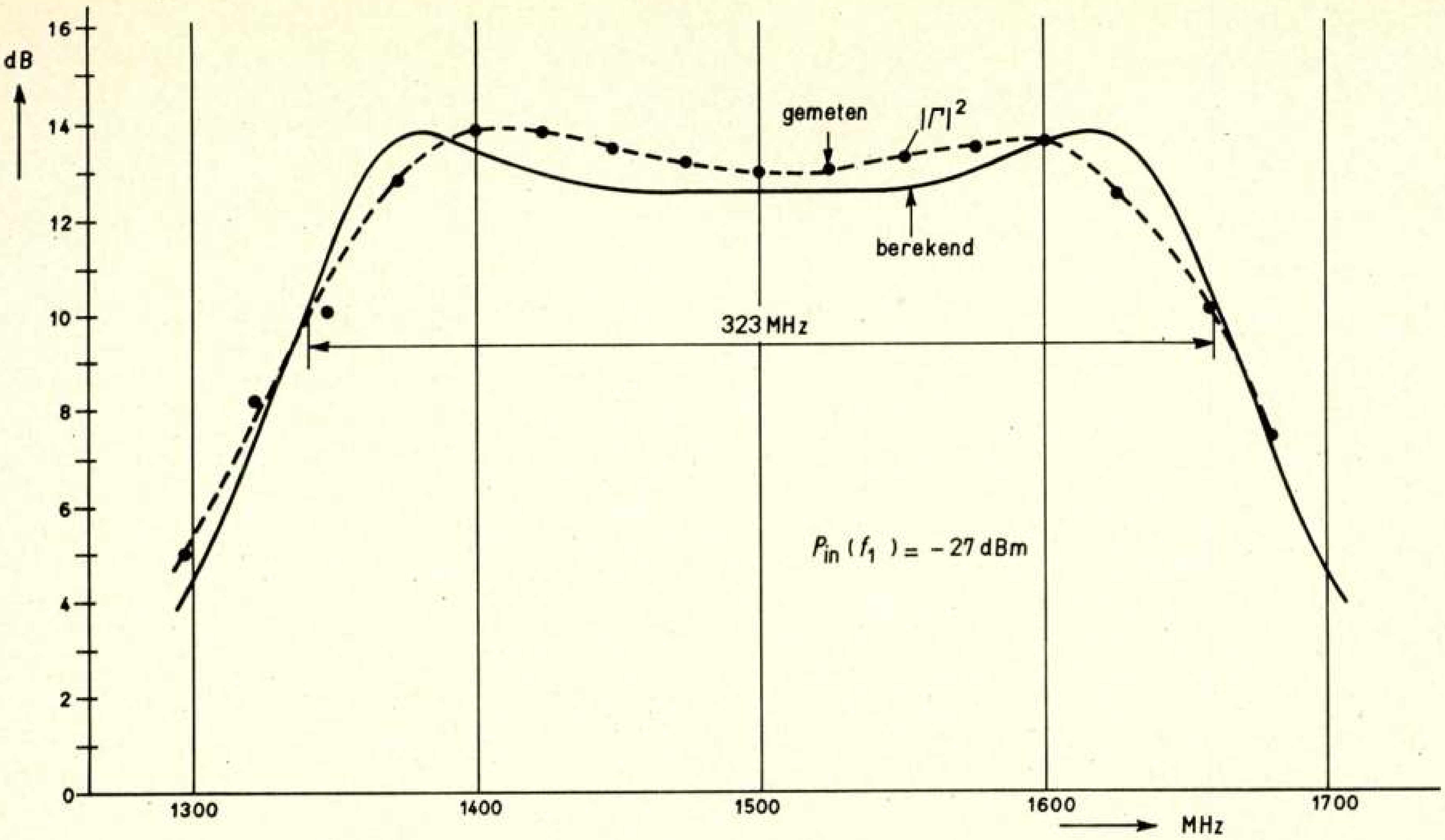


Fig. 13. Versterking als functie van de frequentie (berekend en gemeten) voor de parametrische versterker volgens de fig. 11 en 12.

capaciteit op te nemen in een daartoe geschikt filter. Willen we echter voor dit filterontwerp de s-vlak techniek toepassen dan is er nog de moeilijkheid dat de C geen s-vlak capaciteit maar een geconcentreerde capaciteit is. Nu vertoont de s-vlak capaciteit het frequentiegedrag van een seriekring. Over zeker gebied kan daarom de geconcentreerde varactorcapaciteit worden omgezet in een s-vlak capaciteit door in serie ermee een zelfinductie op te nemen. Voor de uiteindelijke filterstructuur werden tenslotte weer twee gekoppelde staven gekozen.

Fig. 12 toont de praktische uitvoering van een volgens de aangegeven procedure ontworpen versterker met $\omega_1 = 1500$ MHz en een 20% bandbreedte. In fig. 13 tenslotte is de gemeten versterkingskromme afgebeeld.

5. Besluit

Met het bovenstaande menen we te hebben getoond hoe de strokengolfgeleider bezig is een toepassingsterrein te vinden in de microgolftechniek. De weergegeven schakelingen zijn ontwikkeld in het laboratorium voor Microgolftechniek van de Technische Hogeschool te Delft en wel dank zij de inspanning van de heren M. de Kok (filter volgens fig. 3), W. Offringa (fig. 9) en J. J. Visser (fig. 12).

Literatuur

[1] D. D. Grieg, H. F. Engelmann: Microstrip a new transmission technique for the kMc range. Proc. Inst. Rad. Engrs. **40**, 1952, p. 1644.
[2] R. J. Wenzel: Exact design of TEM-microwave networks using quarter-wave lines. IEEE Transactions on MTT **12**, 1964, p. 94.
[3] K. Kuroda: Derivation methods of distributed constant filters from lumped constant filters. Joint Meeting of Konsoi Branch of Institute of Elect. Comm., of Elec., and of Illumin. Engrs. of Japan. 1952, p. 32.
[4] M. A. Halim: On a category of strip-line filters. Ts. Ned. Elektronica- en Radiogenootschap **32**, 1967, nr. 5, p. 125.
[5] M. Gilden, G. L. Matthaei: Practical Design and Performance of nearly optimum wide-band degenerate parametric amplifiers, IRE Trans. MTT **9**, 1961, p. 484.
[6] L. A. Blackwell, K. L. Kotzebue: Semiconductor-diode parametric amplifiers. Englewood Cliffs, 1961.

Over het Technisch Wetenschappelijk Onderwijs

Analyse en synthese van digitale schakelingen
Openbare les ir. C. H. Eversdijk

In zijn – op vrijdag 17 januari 1969 gehouden – openbare les stelde ir. Eversdijk dat de behoefte aan een snelle en doeltreffende verwerking van informatie groeit naarmate de structuur van de samenleving gecompliceerder en onoverzichtelijker wordt. Er valt dan ook een sterke toeneming waar te nemen van de vraag naar informatieverwerkende apparatuur, zowel ten behoeve van administratie en bedrijfsvoering als voor het automatiseren van wetenschappelijke en technisch-industriële processen.

Onder de in gebruik zijnde informatieverwerkende systemen nemen de digitale systemen een belangrijke plaats in. De elek-

tronische rekenautomaat kan hier als voorbeeld dienen. Digitale systemen worden gekenmerkt door het feit, dat zij werken met signalen, die slechts een beperkt aantal discrete waarden kunnen aannemen. In vele gevallen is dit aantal zelfs niet groter dan twee, het theoretisch minimum.

In beginsel kunnen digitale systemen worden opgebouwd uit elementaire bouwstenen. Hiervan zijn vaak grote aantallen nodig, maar het aantal verschillende typen behoeft slechts gering te zijn. Men kan zelfs met een enkel type volstaan. De mogelijkheid van het gebruik van elementaire bouwstenen wordt lang niet altijd benut. Zo kunnen geheugens, die dienen voor het bewaren van grote hoeveelheden informatie, veel goedkoper en efficiënter met magnetische banden of andere middelen uitgevoerd worden dan met enorme aantallen bouwstenen.

Onder digitale schakelingen verstaat men nu die systemen of delen daarvan, die uitsluitend uit de elementaire bouwstenen zijn opgebouwd. Zij zijn te onderscheiden in twee groepen: de combinatorische en de sequentiële schakelingen. De eerste bevatten geen, de laatste wel geheugenelementen.

De werking van een combinatorische schakeling, zoals bijvoorbeeld een code-omzetter, kan beschreven worden met behulp van de Boole-algebra, een algebraïsch systeem, dat verband houdt met de propositierekening uit de mathematische logica. In de theorie van de sequentiële schakelingen wordt onder meer gebruik gemaakt van toestandstabellen en -diagrammen. Elke mogelijke combinatie van standen van de in de schakeling voorkomende geheugenelementen representeert hierbij een toestand. Er zijn systematische methoden ontwikkeld om het aantal toestanden van een schakeling te minimaliseren. Een minimaal aantal toestanden leidt echter niet altijd tot de eenvoudigste schakeling, omdat het coderen, het aan elke toestand toekennen van een bepaalde combinatie van standen van de geheugenelementen, moeilijkheden kan opleveren. Hier speelt de intuïtie en de ervaring van de ontwerper nog een overwegende rol.

Dit is eveneens het geval bij het ontwerpen van grote schakelingen. De genoemde methoden laten zich dan moeilijk hanteren. Zij zijn echter zeer geschikt voor het systematisch onderzoeken van kleinere eenheden, schuifregisters, telschakelingen, verdelers, en dergelijke, waaruit de grote schakelingen zijn op te bouwen.

Voor het onderzoek en het ontwerp van 'lineaire' sequentiële schakelingen staat een groter aantal mathematische disciplines ter beschikking. Zo kan bijvoorbeeld de theorie van de eindige lichamen hier nuttige diensten bewijzen.

Ten einde de geschetste en andere methoden 'met kennis van zaken' te kunnen toepassen, zal de aanstaande schakeltechnicus zich een gedegen mathematische kennis eigen dienen te maken. Hoofdzaak is echter dat hij leert hoe theoretische abstractie en technische intuïtie daarbij dienen samen te gaan.

Korte technische berichten

'Twee-kernen-per-bit-geheugen' met cyclustijd kleiner dan 300 ns

In de loop van 1969 zal naar wordt verwacht Philips een 'twee-kernen-per-bit-geheugen' in produktie nemen. Het nieuwe geheugen bevat speciale kernen met een diameter van 0,02″, die sterk verbeterde magnetische eigenschappen hebben. De lees/schrijfcyclus wordt uitgevoerd in 250 à 300 ns. De standaarduitvoering bevat 16k woorden van 36 bits. Door de toepassing van een eenvoudige conversiemethode kunnen uitvoeringen met 4k woorden van 144 bits of 8k woorden van 72 bits gerealiseerd worden.

Philips' Persbericht, no. 4847N, december 1969.

Snel procédé voor het vervaardigen van maskers voor geïntegreerde circuits

De ITT maakt melding van een zeer snelle methode voor het vervaardigen van de maskers, die nodig zijn bij de fabricage van geïntegreerde circuits. Bij de conventionele methode maakt men aan de hand van het principeschema van het geïntegreerde circuit een voorlopige tekening van de opbouw. Al proberende komt men via een serie tekeningen vervolgens tot een aanvaardbare configuratie. De ruwe tekening wordt daarna op een precisieraster overgebracht waarna met behulp van de 'cut-and-peel'-methode een stel maskers op grote schaal wordt gemaakt, gevolgd door een fotografische verkleining. Behalve dat de kans op fouten bij dit conventionele procédé aanzienlijk is, worden ook aan de nauwkeurigheid van de fotografische verkleining zeer hoge eisen gesteld daar de zes voor één geïntegreerd circuit benodigde maskers tot op enkele microns nauwkeurig ten opzichte van elkaar dienen te zijn.

Het nieuwe procédé van ITT maakt gebruik van plastic modellen van de in het geïntegreerde circuit voorkomende elementen op 400 maal de ware grootte. Deze modellen zijn uitgevoerd in de vorm van doorzichtige tegels, waarop de bij een element behorende contactpunten, nauwkeurig zijn aangegeven. Bij elke tegel, dus bij elk element, behoort een lijst van gegevens, die in een computer is opgeslagen. Door het op een toetsenbord aanslaan van de op de tegel voorkomende code kunnen deze gegevens op eenvoudige wijze worden opgevraagd.

De tegels worden op de gewenste wijze op een tafel, die voorzien is van een coördinatenraster, gerangschikt. Vervolgens wordt over de tegels een transparante plaat geplaatst, die eveneens voorzien is van een raster. Op deze plaat worden de verbindingen tussen de elementen met behulp van een tekenstift aangegeven. Is eenmaal de optimale configuratie bereikt – de getekende verbindingslijnen zijn gemakkelijk uit te wissen – dan worden de ruw getekende lijnen vervangen door plakband.

Vervolgens wordt de ligging van de verbindingslijnen door middel van de coördinaten van de samenstellende lijnstukken en de ligging van de tegelelementen in ponskaarten vastgelegd. Men behoeft voor de tegelelementen slechts de coördinaten van de linkeronderhoek en de op de tegel genoteerde code op te geven. Een computer vervaardigt aan de hand van deze gegevens en van de bij de elementen behorende en reeds in de computer opgeslagen gegevens een ponsband, waarmee een laserstraalmechanisme kan worden bestuurd. Op een zich onder een laser (laser van het pulserend gasprincipe, piekvermogen 250 W bij 2 kHz herhalingsfrequentie) bevindende coördinatentafel wordt fotogevoelig materiaal geplaatst. De ponsband regelt de bewegingen van de tafel alsmede het belichten van het fotomateriaal door middel van de laserstraal. Het masker, dat op deze wijze vervaardigd wordt, is op 10 maal de ware grootte en heeft een nauwkeurigheid van $\pm$ 5 µm. Tenslotte wordt dit masker langs fotografische weg nog 10 maal verkleind.

Het op deze wijze vervaardigen van de zes maskers voor één geïntegreerd circuit duurt inclusief de ontwerptijd ongeveer twee dagen, volgens de conventionele methode ongeveer vier weken.

ITT-Persbericht, nr. 352, 22-1-'69.

Boekennieuws

R. L. STRATONOVICH: **Topics in the theory of random noise,** Vol. II. Herziene Engelse editie, uit het Russisch vertaald door R. A. Silverman, 329 blz. Uitg.: Gordon and Breach, New York, London, Paris, december 1967, prijs $ 17,50.

In dit tweede deel van Stratonovich's boek 'Topics in the theory of random noise' worden allereerst gemiddelde aantallen maxima van een ruisfunctie behandeld, en ook de gemiddelde duur van die maxima boven een bepaald niveau. Speciale aandacht krijgen de moeilijkheden, die optreden bij een Markov-proces. Dit geval kan niet exact behandeld worden, maar heuristische methoden geven goede benaderingen van experimentele resultaten.

De hoofdstukken 4 tot 9 behandelen de oscillator als ruisversterker, amplitude- en fasefluctuaties bij oscillatoren, gevolgen van inwendige en uitwendige ruisbronnen en van langzaam variërende ruisbronnen, en de synchronisatie van de oscillator bij aanwezigheid van ruis.

In hoofdstuk 10 worden enige eenvoudige parametrische oscillatoren behandeld, zowel met fluctuaties in de parameters als bij optreden van andere ruisbronnen.

Een aantal resultaten van dit deel zijn afhankelijk van problemen, die in het eerste deel behandeld zijn. In het algemeen zijn de uiteenzettingen helder en duidelijk en ze kunnen op zichzelf worden gevolgd. Voor zover naar literatuur verwezen wordt, geldt dit vrijwel uitsluitend Russische publikaties. Niet altijd terecht, want de behandeling van de duur van maxima heeft veel gemeen met die van Rice en zowel bij gewone als parametrische oscillatoren had een verwijzing naar het fundamentele werk van Van der Pol niet misstaan.

Het aantal problemen, waarbij men met ruis en fluctuaties kan rekenen, is natuurlijk zeer groot. Stratonovich is een van degenen, die veel tijd en moeite aan dit vak besteed heeft. Wat hij geeft, is altijd de moeite waard. Sinds het verschijnen van de Russische editie van dit boek (1961) zijn nog wel enkele betere approximaties gevonden, en voor een enkel geval zelfs een exacte oplossing (Wong 1966), maar toch blijft het een interessant boek voor ieder die met ruis moet rekenen en de zaak nog eens van een ander standpunt wil bezien. Silverman is een deskundig vertaler, die niet geschroomd heeft de schrijver om nadere uitleg te verzoeken, wanneer de Russische tekst hem niet duidelijk genoeg voorkwam. Presentatie en druk zijn uitstekend verzorgd.

Dr. F. L. Stumpers.

D. VAN HEMERT, J. KUIN: **Automatische Telefonie.** Zesde geheel herziene druk, 565 blz., 448 figuren + 7 uitvouwbare tekeningen als bijlagen. Uitgave van de Vereniging van Technisch Hoger Personeel der PTT te Utrecht. Prijs *f* 39,50.

Het eerste wat opvalt aan de nieuwe druk van Van Hemert en Kuin's 'Automatische Telefonie' is het zeer verzorgde uiterlijk, de overzichtelijke indeling en de vele duidelijke figuren. Evenals de vorige drukken geeft het boek een beschrijving van de meeste in Nederland in gebruik zijnde telefoonsystemen, aangevuld met een hoeveelheid 'achtergrondinformatie', zoals de algemene opbouw van telefooncentrales, de structuur van het Nederlandse telefoonnet, telefoonverkeer, stroomvoorziening, onderhoud, enz. In deze nieuwe druk zijn echter, nu voor het eerst door een team van medewerkers, die allen technisch ambtenaar bij het Staatsbedrijf der PTT zijn, de meeste hoofdstukken geheel herschreven. Bovendien is een aantal nieuwe hoofdstukken toegevoegd over de onderwerpen internationale telefoonverbindingen, Philips' telefoonsystemen met snelle draaikiezers en elektronische telefoonsystemen. Ieder hoofdstuk wordt besloten met een uitgebreide literatuuropgave.

De grote verdienste van dit boek is dat het het enige in een toegankelijke taal geschreven werk is waarin uitvoerig de schakeltechniek van een aantal belangrijke telefoonsystemen wordt beschreven. Vergeleken bij de oude druk zijn de hoofdstukken over de telefoonsystemen overzichtelijker van opzet, doordat meer is getracht de logische opbouw van het systeem te volgen. De voor een eerste oriëntering minder belangrijke details zijn met een kleiner lettertype gedrukt.

Om plaatsruimte te sparen moest de beschrijving van enkele nog in gebruik zijnde maar verouderde systemen vervallen en kon niet worden ingegaan op in Nederland niet toegepaste telefoonsystemen. Helaas kon ook geen ruimte meer worden gevonden voor een aantal andere belangrijke onderwerpen zoals bijvoorbeeld de huistelefonie en een beschrijving van voor het publiek belangrijke zaken als tweeling- en drielingtoestellen, automatische beantwoordings- en kiesapparatuur, munttelefoontoestellen, enz. Men heeft er dus blijkbaar bewust van afgezien een volledig handboek voor de telefonie samen te stellen, om de omvang binnen bepaalde grenzen te houden en de behandelde schakeltechnische onderwerpen niet te kort te doen.

De niet schakeltechnische onderwerpen, die aan de orde komen, zijn soms wèl wat minder goed bedeeld. In het hoofdstuk over telefoonverkeer wordt niet of nauwelijks op de achtergronden van de verkeerstheorie ingegaan. Bij de beschrijving van de verkeersmeetapparatuur wordt die van Philips, waaraan meer moderne opvattingen betreffende het hoe en waarom van verkeersmetingen ten grondslag liggen, niet behandeld. Jammer genoeg verwijst de literatuurlijst van juist dit hoofdstuk naar nogal wat verouderde publikaties.

Een merkwaardig feit is dat ook nu weer de gebruikte terminologie veelal ongelijk is aan de bij de Nederlandse PTT gebruikelijke. Hoewel de gebruikte termen ontegenzeglijk fraaier Nederlands zijn (voorbeeld: ingangsoverdrager i.p.v. inkomende overdrager) zou vermelding van de gebruikelijke termen in een tabel of in voetnoten op zijn plaats zijn geweest.

Voor een ieder die voor studie of werk met telefonie te maken heeft mag 'Automatische Telefonie' in de nieuwe vorm een belangrijke, zo niet onmisbare studiebron worden genoemd.

Ir. W. F. van Rookhuijzen.

J. QUINET: **Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs.** Tome II: Amplificateurs HF et BF, oscillateurs et modulation, filtres et ponts de mesure. Zesde druk, 430 blz., 182 figuren. Herzien en aangevuld door A. Petitclerc. Uitg.: Dunod, Paris, 1968.

Dit, als leerboek geschreven boek is in het algemeen zeer duidelijk en begrijpelijk geschreven. Zo wordt bij vrijwel elke schakeling een uitgewerkt voorbeeld gegeven. Deze berekeningen zijn meestal met de complexe rekenwijze uitgevoerd.

Het is mij niet bekend in welk jaar de eerste druk verschenen is. Waarschijnlijk omstreeks 1930. Veel schakelingen en voorbeelden dateren uit deze tijd. Zo wordt bijvoorbeeld op de blz. 289-305 uitvoerig een laagfrequent-koppeltransformator berekend (naar van Sluiters). Verder komen er vele in onbruik geraakte schakelingen in voor. Als leerboek in de huidige tijd

is het daardoor volkomen onbruikbaar. De schakelingen zijn bijgewerkt tot ongeveer 1947. Halfgeleiderdioden noch transistoren komen erin voor. (De auteur van deze herziene druk heeft deze wel behandeld in een apart boek 'Théorie et pratique des circuits à transistors', eveneens bij Dunod verschenen in 1966.)

Historisch gezien is het een aardig naslagwerk, doch zou het bij het onderwijs gebruikt worden, dan is het een demonstratie van de 'technological gap' tussen het onderwijs en de praktijk. De uitgave (paperback) is door Dunod keurig verzorgd, duidelijke druk en figuren.

W. A. J. M. Zwijsen

Varia

Conferentie 'Digital Satellite Communication', 25 ... 27 november 1969, London

Deze conferentie, die gehouden zal worden in het Savoy Place, London, wordt georganiseerd door het internationale consortium Intelsat in samenwerking met de IEE. De volgende onderwerpen zullen aan de orde komen:

- Sytems aspects including performance targets and comparisons with analogue systems.
- Coding and modulation.
- Signalling and switching including interface with terrestrial networks.
- Demand assignment and multiple access techniques.
- Error control.
- Interference aspects.

Degenen, die over een van de genoemde onderwerpen een voordracht willen houden, worden door het 'technical programme committee' uitgenodigd om voor 1 april 1969 een korte samenvatting van hun voordracht in het Engels (bij voorkeur) of in het Frans in te sturen. Voor nadere informatie en voor het aanvragen van inschrijfformulieren wende men zich tot: Intelsat-IEE Joint Conference Secretariat, Savoy Place, London WC2, England.

Congres 'Mikrowellentechnik', 12 ... 14 maart 1969, Keulen

Dit congres wordt georganiseerd door de 'NTG-Fachausschuss 16 Mikrowellentechnik', de 'Deutsche Sektion des Institute of Electrical and Electronics Engineers' en de 'Kommission VI des deutschen URSI-Landesausschusses elektromagnetische Wellen und Kreise' in de 'Staatliche Ingenieurschule für Maschinewesen Köln.' Het programma telt 37 voordrachten, alle van Duitse sprekers. Voor nadere informaties wende men zich tot: Geschäftsstelle des VDE-Bezirk Köln, 5 Köln-Riehl, Amsterdamer Strasse 192.

Congres 'Datenübertragung', 19 ... 21 maart 1969, Mannheim

Dit congres wordt georganiseerd door de 'NTG-Fachausschuss 10 Nachrichtenübertragung', de 'NTG-Fachausschuss 12 Telegraphie' en de 'Deutsche Sektion des Institute of Electrical and Electronics Engineers'.

Het programma vermeldt meer dan 40 voordrachten over de volgende onderwerpen:

- Grundlagen.
- Datenübertragung auf Telegraphenwegen.
- Modems zur Datenübertragung auf Fernsprechwegen.
- Messtechnik für Datenübertragung.
- Möglichkeiten schneller Datenübertragung in Fernsprechnetz.
- Entzerrungsprobleme bei schneller Datenübertragung.
- Fehlererkennung und -Korrektur.
- Einsatz der Datenübertragung im In- und Ausland.

Voor nadere informaties wende men zich tot: Dipl.-Ing H.H. Leue, Siemens AG- Zweigniederlassung Mannheim, 68 Mannheim, N 7,18. Tel: 0621/29 64 11.

'Tagung der Post-Ingenieure', 27 en 28 april 1969, Hannover

Voor de tiende maal organiseert het 'Verband deutscher Post-Ingenieure' een vakcongres gedurende de 'Hannover-Messe'. Onder de algemene titel 'Datentechnik bei der deutschen Bundespost' zullen de volgende onderwerpen worden belicht:

- Zielsetzungen der Datentechnik bei der deutschen Bundespost.
- Post- und Datentechnik.
- Speicher- und Schaltkreistechnik von Datenverarbeitungsanlagen.
- Das Telephon als Datengerät.
- Der optimale Ausbau des Fernsprechnetzes der deutschen Bundespost mit Hilfe der EDV.

Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Verband deutscher Post-Ingenieure e.V. (VDPI), Bezirksgruppe Hannover, 3000 Hannover, Zeppelinstrasse 24 (OPD 22 A-3).

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam. Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Den Haag. Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

202e Werkvergadering op donderdag 20 maart 1969 in collegezaal D van het nieuwe gebouw voor Elektrotechniek der Technische Hogeschool, Mekelweg 4, Delft. Aanvang 10.15 uur.

Over het thema *Nieuws op het gebied van Codering en Modulatie* worden onderstaande voordrachten gehouden.

- Ir. A. Da Silva Curiel (Dr. Neherlab. PTT): *Companandertechnieken voor HF-radiotelefonie.*
- Ir. A. P. Verlijsdonk (T.H. Eindhoven): *Digitale modulatie- en filtertechnieken bij synchrone data-transmissie.*
- Ir. F. de Jager: (Philips' Natuurkundig Lab.): *Delta-modulatie.*
- Ir. G. L. Reijns (ESTEC, Noordwijk): *Invloed van bandbreedtebeperking op de bit-detectie van een PCM-signaal.*
- Ir. C. J. van Elk (Philips, Huizen): *Rastersynchronisatie van PCM-signalen bij radio-transmissie.*

Ledenmutaties

Voorgestelde leden

Ir. M. van Deelen, Voorschoterlaan 51, Rotterdam-16.
Ir. A. C. T. Timmermans, Morettistraat 165, Vaals.

Nieuwe adressen van leden

Ir. R. A. Bruininga, Minister Lelylaan 86, Rijswijk Z.H.
Ir. F. H. Groen, Zwaardvispad 8, Eindhoven.
Ir. J. J. Visser, Hofdijk 38, Oegstgeest.